



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH PŘESNÉ NAPĚŤOVÉ REFERENCE V ACMOS PROCESU

DESIGN OF PRECISE BANDGAP REFERENCE IN ACMOS PROCESS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ KACAFÍREK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. PETR KADAŇKA

BRNO 2010



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Jiří Kacafírek

ID: 78145

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Návrh přesné napěťové reference v ACMOS procesu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

U zadaných zdrojů přesného referenčního napětí typu band-gap proveďte analýzu a případnou optimalizaci ručním výpočtem s následnou verifikací pomocí metody Monte-Carlo. Přehledně porovnejte různé typy zapojení. Proveďte charakterizaci hotové struktury vybrané napěťové reference a výsledky porovnejte s hodnotami získanými ručním výpočtem a metodou Monte-Carlo.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 27.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Petr Kadaňka, ON Semiconductor v Rožnově p. Radhoštěm

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt:

V této práci je popsán princip napěťových referencí, především napěťových referencí typu bandgap. Dále jsou popsány dva obvody tohoto typu navržené v ACMOS procesu. Je provedena chybová analýza ručním výpočtem pro odhalení prvků, které mají největší vliv a také simulace metodou monte-carlo. V další části práce je provedeno statistické vyhodnocení měření vzorků hotové struktury. Výsledky dosažené všemi metodami jsou přehledně porovnány. Poté jsou srovnána obě zapojení vzhledem k přesnosti jejich referenčního napětí. U zapojení s větší chybou je provedena optimalizace pro dosažení nižší chyby. Získané výsledky ukazují dobrou shodu všech tří metod, což ukazuje význam a možnosti ručního výpočtu.

Abstract:

In this thesis the principle of voltage reference especially bangap reference is described. Below are described two circuits of this type designed in ACMOS process. There is handmade evaluation of error analysis to identify main error contributors and also monte-carlo simulation. Also statistical analysis is made on the circuit. Results of all methods are compared. Error of reference voltage is compared for both circuits. Circuit with bigger error is optimized to achieve a better precision. Obtained results showed a good agreement of all methods, which evidences importance of hand error evaluation.

Klíčová slova:

ON Semiconductor, Bandgap, Napěťová reference, ACMOS, Chybová analýza

Keywords:

ON Semiconductor, Bandgap, Voltage reference, ACMOS, Error analysis

Bibliografická citace díla:

KACAFÍREK, J. *Návrh přesné napěťové reference v CMOS procesu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 61 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Kadaňka, ON Semiconductor v Rožnově p. Radhoštěm.

Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 27. 5. 2010

.....

Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petrovi Kadaňkovi za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů realizovaných v průběhu zpracovávání diplomové práce.

OBSAH

ÚVOD	- 7 -
1 NAPĚŤOVÉ REFERENCE	- 8 -
1.1 ODPOROVÝ DĚLIČ	- 8 -
1.2 JEDNODUCHÁ REFERENCE S BIPOLÁRNÍM TRANZISTOREM	- 9 -
1.2.1 Odvození teplotní závislosti napětí V_{BE}	- 10 -
1.3 PRINCIP FUNKCE BANDGAP REFERENCE	- 12 -
1.3.1 Zdroj napětí V_{PTAT}	- 13 -
1.4 REALIZACE BANDGAP REFERENCE	- 14 -
1.4.1 Určení napětí V_{PTAT}	- 15 -
1.4.1 Stanovení teplotní nezávislosti	- 16 -
1.4.2 Velikost napětí ΔV_{BE}	- 16 -
2 NEPŘESNOSTI V INTEGROVANÝCH OBVODECH.....	- 18 -
2.1 ROZPTYL PARAMETRŮ	- 18 -
2.2 SOUBĚH PARAMETRŮ	- 18 -
2.2.1 Proudová zrcadla	- 19 -
2.2 STATISTICKÝ POPIS CHYB	- 21 -
2.2.1 Normální rozdělení	- 21 -
2.2.2 Nomogramy – nesouběh MOS	- 22 -
2.2.3 Nesouběh proudů I_C bipolárních tranzistorů	- 23 -
2.2.4 Rozptyl napětí V_{BE}	- 23 -
2.2.5 Nesouběh odporů	- 24 -
2.3 POČÍTÁNÍ S CHYBAMI	- 24 -
2.3.1 Nesouběh vícenásobného proudového zrcadla	- 25 -
2.4 ZLEPŠENÍ SOUBĚHU	- 27 -
2.4.1 Orientace na čipu	- 27 -
2.4.2 Proložení tranzistorů	- 27 -
2.4.3 Ostatní zásady	- 27 -
3 ZAPOJENÍ GERONIMO	- 29 -
3.1 VÝPOČET PRVKŮ	- 29 -
3.1.1 Výpočet odporů R_1 a R_2	- 30 -
3.1.2 Výpočet napětí V_{REF}	- 31 -
3.1.2 Zdroj proudu I_B (I_{PTAT})	- 32 -
3.1.3 Zdroj proudu I_6	- 33 -
3.1.4 Kompenzace báзовých proudů I_{B5} a I_{B6}	- 34 -
3.2 POPIS FUNKCE	- 34 -
3.2.1 Zpětnovazební smyčka	- 35 -
3.2.2 Fázová kompenzace	- 35 -
3.3 CHYBA NAPĚTÍ V_{REF}	- 35 -
3.3.1 Transkonduktance g_m diferenčního stupně	- 36 -
3.3.2 Výpočet chyby napětí V_{REF}	- 37 -
3.3.3 Kompenzace báзовých proudů I_{B3} a I_{B4}	- 39 -
4 ZAPOJENÍ NESTARON	- 41 -
4.1 VÝPOČET V_{REF} A R_1 , R_2 , R_3	- 42 -
4.1.1 Výpočet napětí V_{REF}	- 43 -
4.2 POPIS FUNKCE	- 43 -
4.2.1 Zpětnovazební smyčka	- 43 -
4.2.2 Výstupní dělič	- 44 -
4.2.3 Fázová kompenzace	- 44 -
4.2.4 Odolnost proti parazitní injekci nosičů	- 45 -
4.3 VÝPOČET CHYB	- 45 -

4.3.1 Chyba proudů v diferenčním stupni	- 46 -
4.3.2 Chyba diferenčního napětí V_D	- 47 -
4.3.3 Napěťové zesílení BG buňky	- 48 -
5 SHRUTÍ VÝSLEDKŮ.....	- 50 -
5.1 REFERENCE GERONIMO	- 50 -
5.2 REFERENCE NESTARON	- 52 -
5.3 OPTIMALIZACE REFERENCE NESTARON	- 53 -
5.3.1 Změna zesílení BG buňky.....	- 54 -
5.3.2 Změna chybového napětí diferenčního stupně	- 54 -
5.3.3 Celková chyba upraveného zapojení.....	- 56 -
5.3.4 Plocha upraveného zapojení.....	- 57 -
5.4 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ VŠECH METOD	- 58 -
6 ZÁVĚR.....	- 59 -
7 SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	- 60 -
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ.....	- 61 -

Úvod

Práce se zabývá analýzou napěťových referencí a především ručním výpočtem rozptylu výstupního napětí dosažitelného v daném procesu.

Napěťová reference je důležitým prvkem pro mnoho elektronických přístrojů a obvodů, jako jsou napájecí zdroje, měřicí přístroje, A/D a D/A převodníky a další. Napěťová reference je však součástí mnoha dalších integrovaných obvodů, kde je třeba k přesnému nastavení pracovního bodu ostatních bloků obvodu, případně je z napětí odvozována jiná veličina, jako proud, frekvence atd. Z toho plyne, že přesnost referenčního napětí může značně ovlivnit vlastnosti celého obvodu. Přesnost výstupního napětí respektive jeho odchylka od požadované hodnoty je dána jeho závislostí na teplotě, a také procesními vlivy při výrobě. Nepřesnost výstupního napětí danou rozptylem parametrů vlivem procesu a nesouběhem některých obvodových prvků lze pomocí trimování opravit a dostavit tak referenční napětí na požadovanou hodnotu. Tento krok je však časově a tedy i finančně nákladný a proto je vhodné se zabývat chybovou analýzou a vhodnou úpravou zapojení, a tak minimalizovat rozptyl výstupního napětí na přijatelnou úroveň.

V první části jsou popsány principy, kterých se využívá při návrhu napěťových referencí. A také jsou zde popsány chyby, které ovlivňují výstupní referenční napětí.

Ve druhé části práce jsou popsána dvě hotová zapojení napěťových referencí, které využívají teplotní závislost napětí V_{BE} . Vedle popisu funkce a popisu postupu při návrhu jsou naznačeny možnosti odstranění některých systematických chyb. A především je popsán výpočet rozptylu výstupního referenčního napětí V_{REF} , pomocí rozptylu a nesouběhu všech prvků obvodu. Dále je provedeno srovnání těchto výpočtů se simulacemi metodou MonteCarlo a také s výsledky měření hotové struktury.

1 Napěťové reference

Pro napěťovou referenci je důležitá přesnost a stabilita výstupního napětí. Přesností se myslí, že všechny vyrobené reference budou mít při stejných podmínkách stejné výstupní napětí. Stabilita výstupního napětí znamená, že se nebude toto napětí měnit se změnou vnějších vlivů, především napájecí napětí a teplota.

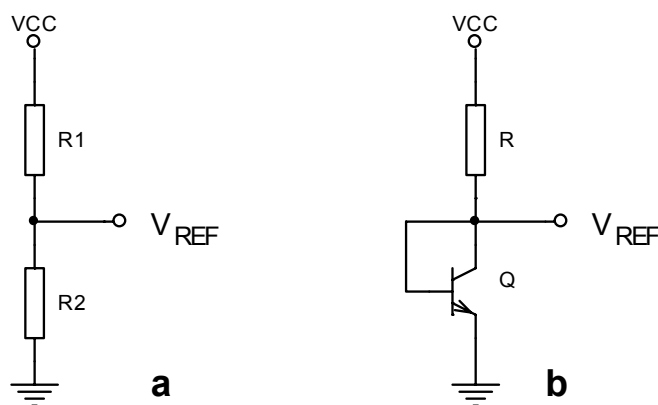
1.1 Odporový dělič

Za jednoduchou napěťovou referenci lze považovat odporový dělič viz. obr.1.1a. Takto získaná reference bude mít výstupní napětí V_{REF} dáno

$$V_{REF} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.1)$$

Na první pohled je zřejmé, že takto získané referenční napětí bude velmi závislé na změnách napětí V_{CC} , protože je mu přímo úměrné. Navíc vzorec (1.1) bude platit pouze v případě, že výstupní proud I_{OUT} bude nekonečně malý, je tu tedy závislost na vstupním odporu bloku, který by byl na V_{REF} připojen.

Výhodou je, že pomocí rezistorů lze nastavit libovolnou hodnotu napětí až po V_{CC} . Největší výhodou odporového děliče je nezávislost V_{REF} na teplotě. To platí, pokud budou oba rezistory ze stejného materiálu a budou mít stejnou teplotu. V případě integrovaného obvodu, budou obě tyto podmínky bez problému splněny.



Obr. 1.1: a) Odporový dělič, b) Dělič s bipolárním tranzistorem.

1.2 Jednoduchá reference s bipolárním tranzistorem

V zapojení na obr.1.1b je rezistor R_2 nahrazen bipolárním tranzistorem zapojeným jako dioda. Proud I_C je dán rovnicí[1]

$$I_C = I_S \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right), \quad (1.2)$$

kde V_T je teplotní napětí, které je dáno jako[1]

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q_e}, \quad (1.3)$$

kde k je Boltzmannova konstanta: $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$, T je absolutní teplota v K a q_e je elementární náboj: $q_e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$. Hodnota teplotního napětí při $T = 300 \text{ K}$ je přibližně $V_T = 0,026 \text{ V}$, napětí V_{BE} bude mít velikost přibližně $0,65 \text{ V}$. Bude tedy

$$\exp \frac{V_{BE}}{V_T} \cong \exp \frac{0,65}{0,026} \cong 7 \cdot 10^{10} \gg 1. \quad (1.4)$$

Výraz -1 v rovnici (1.2) tedy můžu zanedbat a rovnice bude mít tvar

$$I_C = I_S \cdot \exp \frac{V_{BE}}{V_T}. \quad (1.5)$$

Z toho již lze snadno vyjádřit V_{BE} , které se rovná výstupnímu napětí V_{REF}

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln \frac{I_C}{I_S}, \quad (1.6)$$

kde I_S je saturační proud tranzistoru, tato veličina je materiálová konstanta a je přímo úměrná ploše přechodu emitor-báze. Pro V_{BE} okolo $0,65 \text{ V}$ lze určit proud tekoucí rezistorem R , který je roven proudu I_E . Pro jednoduchost lze považovat proudový zesilovací činitel β_{SE} roven ∞ , v tom případě bude I_E rovno I_C a ten tedy lze vyjádřit jako

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \cong \frac{V_{CC} - 0,65}{R}. \quad (1.7)$$

Po dosazení (1.7) do (1.6) dostaneme

$$V_{REF} = V_{BE} = V_T \cdot \ln \frac{V_{CC} - 0,65}{I_S \cdot R}. \quad (1.8)$$

Zde je narozdíl od (1.1) napájecí napětí V_{CC} pod logaritmem. Závislost na napájecím napětí je tedy mnohem menší než u odporového děliče, obdobně klesla i závislost na vstupním odporu dalšího bloku.

1.2.1 Odvození teplotní závislosti napětí V_{BE}

Napětí V_{BE} je dáno rovnicí (1.6), kde jsou dvě proměnné, které jsou závislé na teplotě. Je to teplotní napětí V_T a saturační proud I_S . Saturační proud je vyjádřen jako [4]

$$I_S = \frac{q_e \cdot A_{EB} \cdot D_n \cdot n_i^2}{N_B \cdot W_B} \quad (1.8)$$

kde A_{EB} je plocha přechodu emitor-báze, N_B je koncentrace minoritních nosičů v bázi a W_B je šířka báze, tyto parametry nejsou závislé na teplotě. Další parametry ve vzorci (1.8) závislé na teplotě jsou n_i , což je intrinzičká koncentrace a D_n je difúzní koeficient. Parametr D_n lze podle tzv. Einsteinova vztahu rozepsat [3]

$$D_n = \mu_n \frac{k \cdot T}{q_e}, \quad (1.9)$$

$$D_n = C \cdot T^{-n} \frac{k \cdot T}{q_e}. \quad (1.10)$$

V rovnici (1.9) se vyskytuje μ_n , což je pohyblivost elektronů, ta je ve vztahu (1.10) nahrazena konstantou C , která zahrnuje všechny parametry ovlivňující pohyblivost elektronu, jež nejsou závislé na teplotě.

Ještě je třeba vyjádřit n_i jako funkci teploty. To je podle [3]

$$n_i^2 = D \cdot T^3 \cdot \exp - \frac{q_e \cdot V_{g0}}{k \cdot T}, \quad (1.11)$$

kde D opět zahrnuje všechny proměnné nezávislé na teplotě a V_{g0} je napětí odpovídající šířce zakázaného pásu křemíku při $T = 0 \text{ K}$.

Nyní dosadím rovnice (1.10) a (1.11) do (1.8)

$$I_S = \frac{q_e \cdot A_{EB}}{N_B \cdot W_B} \frac{k}{q_e} C \cdot D \cdot T^{4-n} \cdot \exp - \frac{q_e \cdot V_{g0}}{k \cdot T} = \frac{T^\gamma}{E} \cdot \exp - \frac{q_e \cdot V_{g0}}{k \cdot T}, \quad (1.12)$$

kde je pro zjednodušení další konstanta E , zahrnující všechny na teplotě nezávislé proměnné. Po dosazení (1.12) do (1.6) dostanu napětí V_{BE} jako funkci teploty

$$V_{BE} = \frac{k \cdot T}{q_e} \ln \left(\frac{I_C \cdot E}{T^\gamma} \exp \frac{q_e \cdot V_{g0}}{k \cdot T} \right) = V_{g0} + \frac{k \cdot T}{q_e} \ln \frac{I_C \cdot E}{T^\gamma}. \quad (1.13)$$

Teplotní koeficient zjistím derivací podle T

$$\begin{aligned}\frac{dV_{BE}}{dT} &= \frac{k}{q_e} \ln \frac{I_C \cdot E}{T^\gamma} + \frac{k \cdot T}{q_e} \frac{T^\gamma}{I_C \cdot E} I_C \cdot E \frac{-\gamma}{T^{\gamma+1}} = \\ &= \frac{k}{q_e} \ln \frac{I_C \cdot E}{T^\gamma} - \frac{k \cdot \gamma}{q_e}.\end{aligned}\quad (1.14)$$

Z rovnice (1.13) lze vyjádřit

$$\frac{k}{q_e} \ln \frac{I_C \cdot E}{T^\gamma} = \frac{V_{BE} - V_{g0}}{T}.\quad (1.15)$$

Tento člen dosadím do rovnice (1.14)

$$TCV_{BE} = \frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE} - V_{g0}}{T} - \frac{k \cdot \gamma}{q_e},\quad (1.16)$$

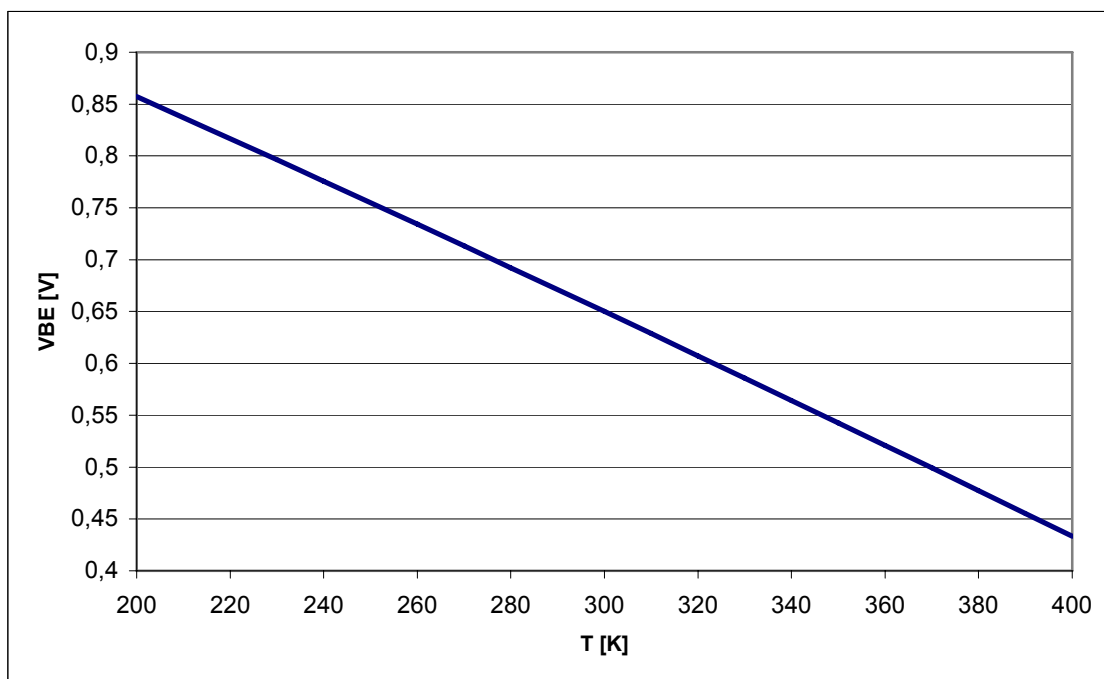
čímž jsem se zbavil všech technologických parametrů, kromě γ , což je parametr popisující teplotní závislost pohyblivosti nosičů, bývá kolem 3, v literatuře je nejčastěji uváděna hodnota $\gamma = 3,2$.

Dosazením hodnot do vzorce (1.16) lze určit teplotní koeficient napětí V_{BE} . Pro $V_{BE} = 0,65 \text{ V}$; $V_{g0} = 1,11 \text{ V}$; $\gamma = 3,2$ a teplotu $T = 300 \text{ K}$

$$TCV_{BE} = \frac{0,65 - 1,11}{300} - \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 3,2}{1,602 \cdot 10^{-19}} = -1,81 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}.$$

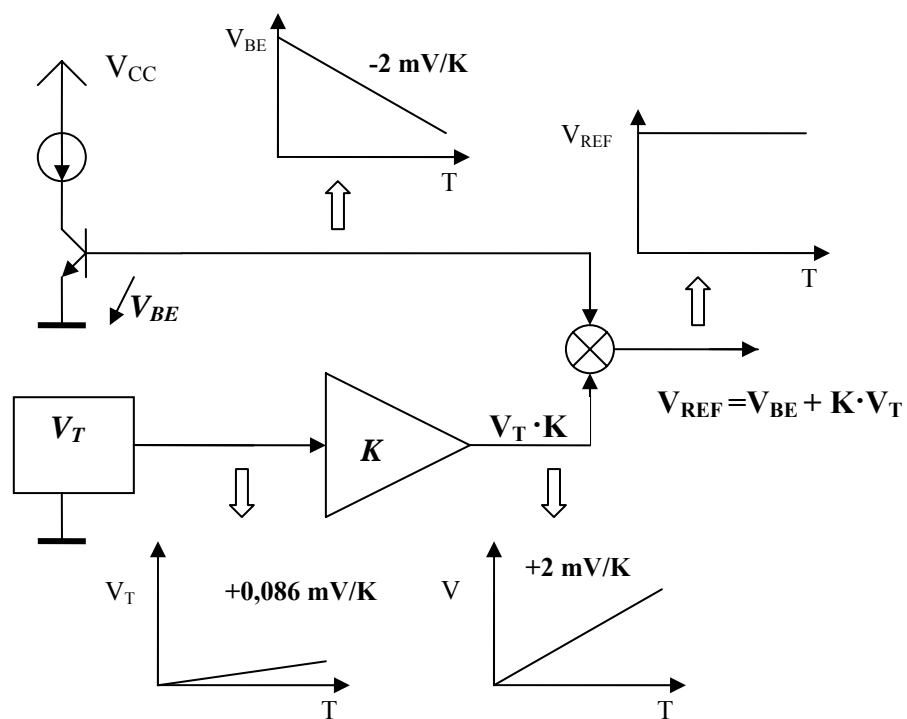
Pokud v rovnici (1.13) dopočítám součin $E \cdot I_C$, pro hodnoty pro níž jsem počítal TCV_{BE} , tedy $V_{BE} = 0,65 \text{ V}$; $V_{g0} = 1,205 \text{ V}$; $\gamma = 3,2$ a teplotu $T = 300 \text{ K}$, mohu zobrazit průběh napětí V_{BE} v závislosti na teplotě. Ten je znázorněn na obr. 1.2. Průběh se zdá být lineární, ve skutečnosti lineární není, protože se projeví i koeficient druhého řádu, ale pro zjednodušení se často tento druhý koeficient zanedbává.

Teplotní koeficient napětí V_{BE} je záporný a je přibližně 2 mV/K . Z toho vyplývá, že závislost této reference na teplotě bude dána především závislostí napětí V_{BE} , teplotní závislost odporu bude výrazně potlačena logaritmem ve vzorci (1.6).



Obr. 1.2: Graf závislosti V_{BE} na absolutní teplotě T .

1.3 Princip funkce Bandgap reference



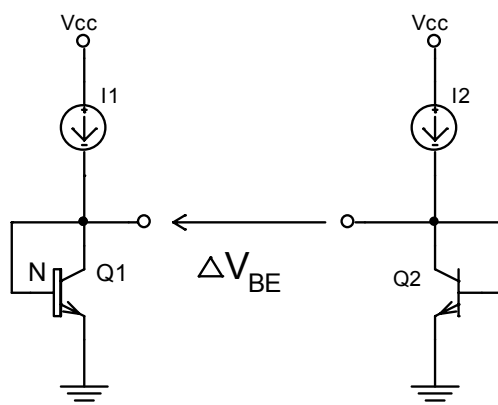
Obr. 1.3: Blokové schéma funkce bandgap reference[3].

V předchozí kapitole jsem dospěl k důležitému poznatku a to, že závislost napětí V_{BE} je v používaném rozsahu teplot ($230\text{ K} \div 390\text{ K}$) téměř lineární. Tohoto se využívá u tzv. bandgap referencí, v nichž se pro dosažení nulového teplotního koeficientu k napětí V_{BE} se záporným teplotním koeficientem přičítá napětí s teplotním koeficientem se stejnou velikostí, ale s opačným znaménkem. Popsaný princip je blokově zobrazen na obr. 1.3. Napětí nebo proud, který je přímo úměrný teplotě, se označuje jako V_{PTAT} respektive I_{PTAT} . Toto označení je zkratkou anglického označení „Proportional To Absolute Temperature“, tedy úměrné absolutní teplotě.

1.3.1 Zdroj napětí V_{PTAT}

Jako napětí s kladným koeficientem se využívá teplotní napětí. Teplotní napětí je dáno rovnicí (1.3), teplotní koeficient má

$$TCV_T = \frac{dV_T}{dT} = \frac{k}{q_e} = 0,086\text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}. \quad (1.17)$$



Obr. 1.4: Zdroj napětí.

Jednou z možností, jak získat napětí s charakterem V_{PTAT} je na schématu na obr. 1.4. Jsou to 2 tranzistory, zapojené jako diody (pro zjednodušení, aby nebylo třeba dalších prvků). Důležitý je rozdíl plochy A_{EB} obou tranzistorů, v tomto případě má tranzistor Q_1 N -krát větší A_{EB} než tranzistor Q_2 . Proud I_C obou tranzistorů jsou shodné. Pro výstupní napětí V_{PTAT} lze psát

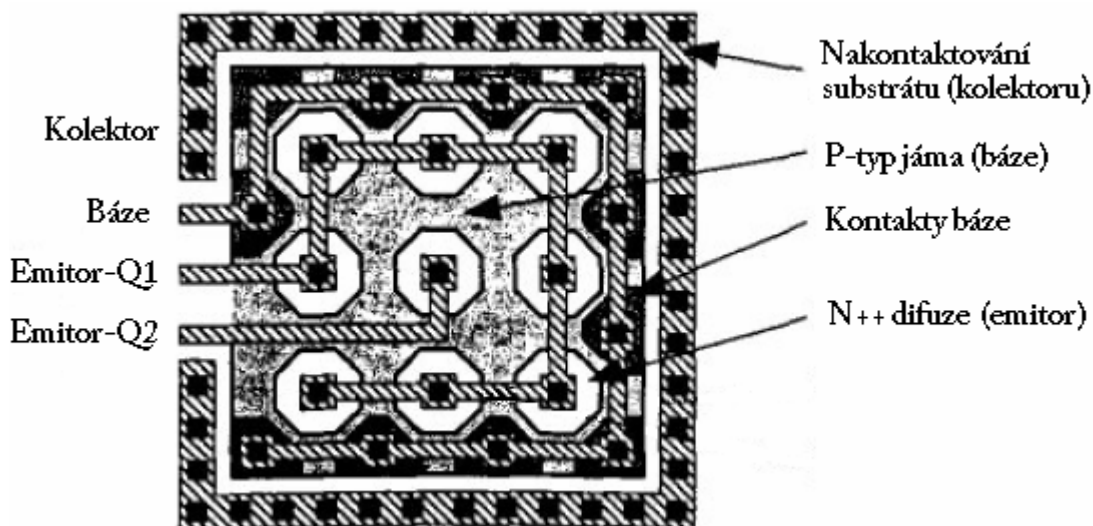
$$V_{PTAT} = \Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}. \quad (1.18)$$

Za V_{BE} lze dosadit podle rovnice (1.2). N -krát větší A_{EB} se projeví jako N -krát větší I_S , což je patrné z rovnice (1.6).

$$\begin{aligned}\Delta V_{BE} &= V_T \ln \frac{I_C}{I_S} - V_T \ln \frac{I_C}{N \cdot I_S} = V_T \left(\ln \frac{I_C}{N \cdot I_S} - \ln \frac{I_C}{I_S} \right) = \\ &= V_T \ln \frac{I_C \cdot I_S}{n \cdot I_S \cdot I_C} = V_T \ln N.\end{aligned}\tag{1.19}$$

Parametr N udává počet jednotkových tranzistorů které jsou zapojeny paralelně, to je z důvodu lepšího souběhu, proto jsou všechny tranzistory stejně velké. Často bývá N rovno 8, to je praktické pro návrh, kdy je 8 částí tranzistoru Q_1 a tranzistor Q_2 zapojeno v matici 3×3 , viz obr. 1.5.

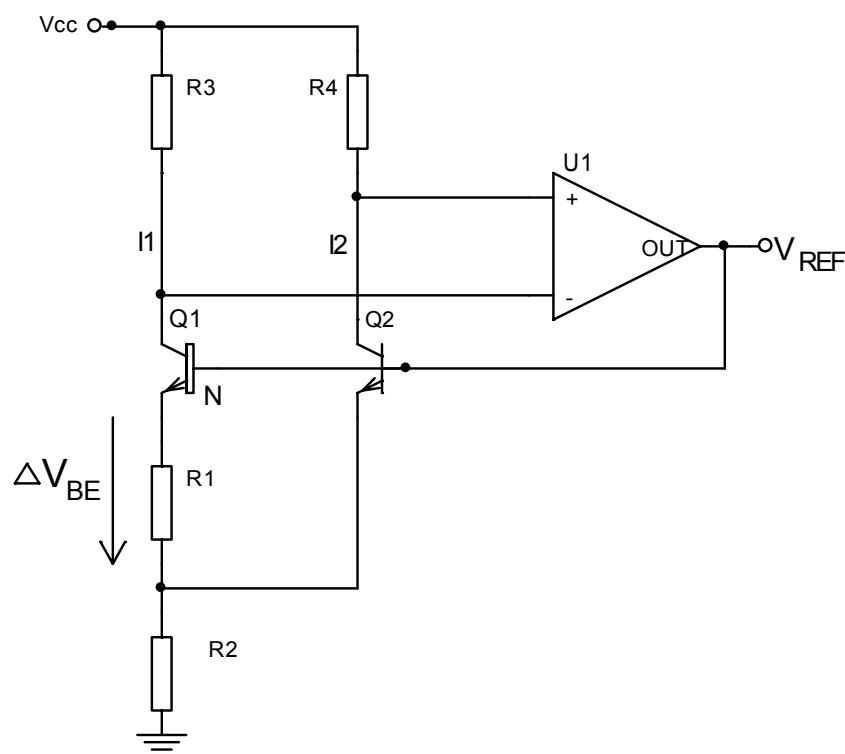
Změnou plochy přechodu emitor-báze dojde ke změně proudové hustoty, proto stejný efekt jako zvětšení plochy A_{EB} má také ekvivalentní pokles proudu I_C .



Obr. 1.5: Implementace tranzistorů v poměru 1:8 [7].

1.4 Realizace bangap reference

Napětí ΔV_{BE} je třeba patřičně zesílit a poté sečíst s napětím V_{BE} , napětí získané pomocí zdroje z obr. 1.4 by bylo velmi složité zpracovat tak aby se dalo použít v bandgap referenci. V praxi se používají elegantnější zapojení, často vycházející ze zapojení na obrázku 1.6, kde se přímo napětí ΔV_{BE} pomocí rezistoru převádí na proud I_{PTAT} . Tento proud poté teče přes další rezistor na němž vytváří napětí s kladnou teplotní závislostí.



Obr. 1.6: Brokawova BG reference[10].

1.4.1 Určení napětí V_{PTAT}

Napětí ΔV_{BE} je dáno rovnicí (1.19). Toto napětí generuje na rezistoru R_1 proud. Za předpokladu možnosti zanedbání bázevých proudů, se proud tekoucí rezistorem R_1 bude rovnat proudu I_1 .

$$I_1 = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} = \frac{V_T \cdot \ln N}{R_1} \quad (1.20)$$

Proud I_1 vytváří úbytek napětí na rezistoru R_3 , pomocí zpětné vazby je toto napětí udržováno i na R_4 . Rezistory R_3 a R_4 jsou stejné a proto budou stejné i proudy I_2 a I_1 .

Rezistorem R_2 teče součet proudů I_2 a I_1 , napětí na tomto rezistoru tak bude

$$V_{R2} = R_2 \cdot (I_1 + I_2) = 2 \cdot R_2 \cdot I_1 = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot V_T \cdot \ln N. \quad (1.21)$$

Z rovnice (1.21) je vidět, že napětí V_{R2} je skutečně přímo úměrné teplotnímu napětí, protože poměr R_2 a R_1 není závislý na teplotě ani na procesních rozptylech.

1.4.1 Stanovení teplotní nezávislosti

Výsledné napětí V_{REF} bude součet V_{BE2} a V_{R2} .

$$V_{REF} = V_{BE2} + V_{R2} = 0,65 + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot V_T \cdot \ln N. \quad (1.22)$$

Pro výpočet teplotního koeficient je nutné rovnici 1.22 derivovat podle T

$$TCV_{REF} = \frac{dV_{BE}}{dT} + \frac{dV_{R2}}{dT}. \quad (1.23)$$

Požadavkem je teplotní nezávislost, teplotní koeficient tedy musí být 0. Za teplotní koeficient napětí V_{BE} mohu rovnou dosadit, ale napětí V_{R2} je třeba derivovat

$$0 = -2 \text{ mV} \cdot K^{-1} + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k}{q_e} \cdot \ln N. \quad (1.24)$$

Poměr odporů R_1 a R_2 potom bude

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{q_e \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot k \cdot \ln N} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot \ln 8} = 5,58. \quad (1.25)$$

Přesné hodnoty R_1 a R_2 se určí pomocí proudu I_1 , který si zvolím a napětí ΔV_{BE} , které znám. Proud I_1 si zvolím např. $10 \mu A$ při pokojové teplotě a R_1 vypočtu jako

$$R_1 = \frac{\Delta V_{BE}}{I_1} = \frac{k \cdot T \cdot \ln N}{q_e \cdot I_1} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot \ln 8}{1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-5}} = 5373,8 \Omega \doteq 5 \text{ k}\Omega. \quad (1.26)$$

Odpor R_2 dopočítám pomocí rovnice (1.25)

$$R_2 = 5,58 \cdot R_1 = 5,58 \cdot 5000 = 27,9 \text{ k}\Omega. \quad (1.27)$$

Výstupní napětí V_{REF} lze vypočítat dosazením do rovnice (1.22)

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{BE2} + V_{R2} = 0,65 + 2 \cdot \frac{27,9 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} \cdot \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,602 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln 8 = \\ &= 0,65 + 0,6 = 1,25 \text{ V}. \end{aligned} \quad (1.28)$$

1.4.2 Velikost napětí ΔV_{BE}

Ze vzorce (1.28) je patrné, že část výstupního napětí, která je odvozená od ΔV_{BE} bude mít hodnotu $0,6 \text{ V}$. Na tuto hodnotu je vždy potřeba napětí ΔV_{BE} vynásobit. Vzhledem k tomu, jakým způsobem je napětí ΔV_{BE} generováno, projeví se vždy nesouběh některých prvků, který napětí ΔV_{BE} zatíží chybou. Při násobení napětí ΔV_{BE} se násobí i jeho chyba, proto je vhodné navrhnout napětí ΔV_{BE} co největší, aby byl použit co nejnížší násobící poměr a tím se omezilo násobení chyby.

Napětí ΔV_{BE} je dáno vzorcem (1.19). Je jasné, že teplotní napětí nelze změnit a proto je třeba zvyšovat parametr N . Zvyšování poměru ploch A_{EB} však má své hranice, a je vhodné zůstat u řádu jednotek. Proto se generuje ΔV_{BE} ve více stupních, kdy výsledný parametr N je součinem několika stupňů.

Použití různé plochy A_{EB} , způsobí různé proudové hustoty obou tranzistorů. Další z možností jak změnit proudovou hustotu je u jednoho z tranzistorů použít několikrát větší, případně menší proud.

2 Nepřesnosti v integrovaných obvodech

Hlavním požadavkem na napěťové reference je konstantní výstupní napětí přesně definované hodnoty. Při výrobě integrovaných obvodů se aplikuje mnoho výrobních postupů, které jsou velmi závislé na procesních parametrech jako je např. teplota, tlak, koncentrace roztoků atd. I když za poslední desetiletí vývoj výrobních zařízení velmi pokročil, stále jsou výrobní procesy závislé na mnoha náhodných vlivech, které způsobují odchylky od požadované hodnoty. Toto se týká především rozměrů prvků. Proto je třeba u většiny parametrů počítat s určitým rozptylem hodnot.

2.1 Rozptyl parametrů

V této práci jako rozptyl označuji takový rozptyl parametrů, který je v rámci jednoho čipu (v praxi v rámci jedné desky) stejný, tedy např. všechny rezistory na jednom čipu mají o 5% větší hodnotu než je typická hodnota.

Takovýto rozptyl lze eliminovat vhodným zapojením. Např. v zapojení odporového děliče na obr. 1.1a. Výstupní napětí takového děliče je dáno rovnicí (1.1), pokud bych počítal s rozptylem D , což bude relativní odchylka od typické hodnoty, změní se vzorec (1.1) následujícím způsobem

$$V_{REF} = V_{CC} \cdot \frac{D \cdot R_2}{D \cdot R_1 + X \cdot R_2} = V_{CC} \cdot \frac{D}{D} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.1)$$

Je vidět, že rozptyl hodnoty rezistoru se v tomto zapojení nijak neprojeví. Podobně imunní vůči rozptylu parametrů je proudové zrcadlo.

Tato zapojení která jsou odolná vůči rozptylu, jsou naopak velmi náchylná na souběh parametrů.

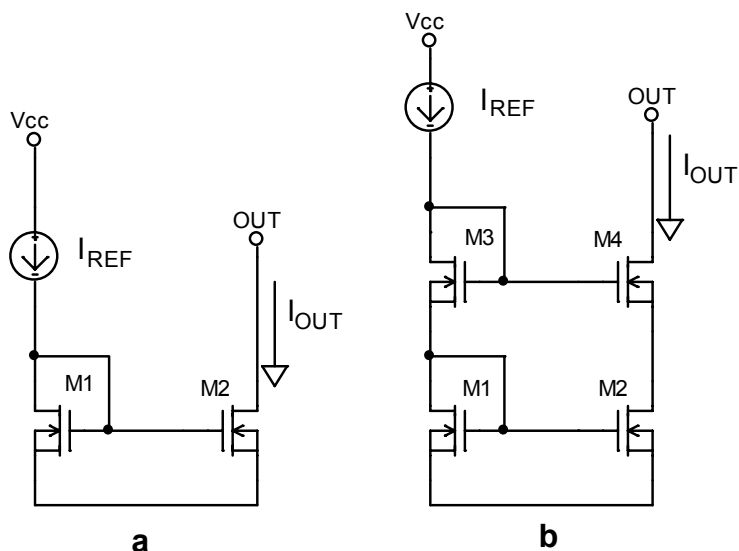
2.2 Souběh parametrů

Důležitý je také souběh, respektive nesouběh (mismatch) parametrů, který označuje odchylku mezi dvěma, v ideálním případě, shodnými prvky na stejném čipu.

Některé výrobní procesy, jako například difúze, nemusí mít vždy rovnoměrný účinek na celou desku a tak mohou vznikat gradienty například koncentrace. Dalším vlivem může být teplota. Pokud je na čipu výkonový prvek, který vyzařuje teplo, bude se tento prvek ohřívat na vyšší teplotu než jiné části čipu, a objeví se tedy teplotní spád. Vlivem tohoto teplotního spádu budou mít shodné prvky na různých místech jiné podmínky a tedy i různé parametry. Nesouběh prvků je také způsoben tím, že hrany prvků nejsou dokonale ostré, tento jev ovlivní výsledné rozměry prvku.

Nejvíce náchylné na nesouběh bývají MOS tranzistory. To se projeví především u proudových zrcadel případně diferenčních páru z MOS tranzistorů.

2.2.1 Proudová zrcadla



Obr. 2.1: a) Jednoduché proudové zrcadlo b) Kaskodové proudové zrcadlo.

Proudové zrcadlo pracuje jako zdroj proudu řízený proudem, je to zapojení dvou, nebo více tranzistorů stejného typu (viz obr. 2.1a) tak, že mají společné source a gate, tím pádem mají stejné V_{GS} . Do drainu tranzistoru M_1 teče proud I_1 , který je kopírován do druhé větve jako proud I_2 .

Proud I_D MOS tranzistoru v saturaci ($V_{DS} < V_{GS} - V_{Th}$) je dán rovnicí[8]

$$I_D = \frac{K_P}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{Th})^2. \quad (2.2)$$

Z této rovnice lze vyjádřit V_{GS} a poté popsat obyčejné proudové zrcadlo z obr. 2.1a.

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{K_{P,1}}{2 \cdot I_1} \cdot \frac{W_1}{L_1}} + V_{Th,1}. \quad (2.3)$$

$$V_{GS2} = \sqrt{\frac{K_{P,2}}{2 \cdot I_2} \cdot \frac{W_2}{L_2}} + V_{Th,2}. \quad (2.4)$$

Oba tranzistory mají shodné V_{GS} , lze tedy psát

$$\begin{aligned}\sqrt{\frac{K_{P,1}}{2 \cdot I_1} \cdot \frac{W_1}{L_1}} + V_{Th,1} &= \sqrt{\frac{K_{P,2}}{2 \cdot I_2} \cdot \frac{W_2}{L_2}} + V_{Th,2}, \\ \frac{K_{P,1}}{2 \cdot I_1} \cdot \frac{W_1}{L_1} &= \frac{K_{P,2}}{2 \cdot I_2} \cdot \frac{W_2}{L_2}, \\ I_2 &= I_1 \frac{L_1}{W_1} \cdot \frac{W_2}{L_2},\end{aligned}\tag{2.5}$$

pokud tedy budou mít dva tranzistory, které mají stejné K_P a V_{Th} (což je dáno technologií), společné napětí V_{GS} , je poměr proudů těchto dvou tranzistorů dán pouze poměrem $\frac{W}{L}$.

Toto by však platilo pokud bych uvažoval, že tranzistory mají nekonečný výstupní odpor, při uvažování konečné hodnoty výstupního odporu, bude mít rovnice (2.2) následující tvar[8]

$$I_D = \frac{K_P}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{Th})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}),\tag{2.6}$$

kde λ je parametr modulace délky kanálu, který je nepřímo úměrný délce kanálu L , lze ho tedy ovlivnit rozměry hradla. Vzhledem k tomu, že výstupní odpor zrcadla je konečný, je pro přesné zrcadlení vstupního proudu nutné zabezpečit nejen shodné V_{GS} , ale i V_{DS} . Pro zvýšení výstupního odporu proudového zrcadla je možné zapojení upravit přidáním dalších tranzistorů. Často se používá zapojení dvou obyčejných PZ nad sebou (viz obr.2.1 b), toto zapojení se nazývá kaskodové proudové zrcadlo. Druhý tranzistor ve výstupní větvi pohlcuje změny napětí na výstupu, udržuje přibližně shodné napětí V_{DS1} a V_{DS2} a tím zvyšuje výstupní odpor. Obyčejné proudové zrcadlo pracuje již od výstupního napětí, které odpovídá saturačnímu napětí tranzistoru M_2 . Kaskodové proudové zrcadlo vyžaduje pro správnou funkci napětí V_{GS} na tranzistoru M_2 a na tranzistoru M_4 alespoň napětí saturační, při nižším napětí na výstupu klesne výstupní odpor kaskodového zrcadla na úroveň obyčejného zrcadla.

Proudové zrcadlo lze vytvořit i pomocí bipolárních tranzistorů, ovšem tato zrcadla bývají méně přesná vzhledem k chybě způsobené bázeovými proudy. Navíc u bipolárního tranzistoru nelze ovlivnit výstupní odpor, který je dán Earlyho napětím.

Proudová zrcadla mají v analogové technice, ještě jedno významné využití, používají se jako tzv. aktivní zátěž. Aktivní zátěž nahrazuje v zesilovacím stupni běžnou odporovou zátěž. Díky výstupní charakteristice. Kdy je možné při stejném napájecím napětí využít mnohem vyšší výstupní odpor proudového zrcadla, než by bylo možné s odporovou zátěží. S využitím

proudového zrcadla jako aktivní zátěže tedy lze dosáhnout mnohem vyššího zisku na menší ploše na čipu a při nižším napájecím napětí, než při použití odporové zátěže.

2.2 Statistický popis chyb

Poměr proudů v proudovém zrcadle je dán rovnicí (2.5), pokud budu požadovat oba proudy shodné, navrhnu jako shodné i oba tranzistory v zrcadle. Ovšem pokud bych vytvořil testovací čip pro měření přesnosti takového zrcadla, zjistil bych že u většiny měřených kusů nebude poměr proudů přesně 1. Pokud bych změřil velké množství kusů, blížilo by se rozdělení hodnot normálnímu rozdělení.

2.2.1 Normální rozdělení

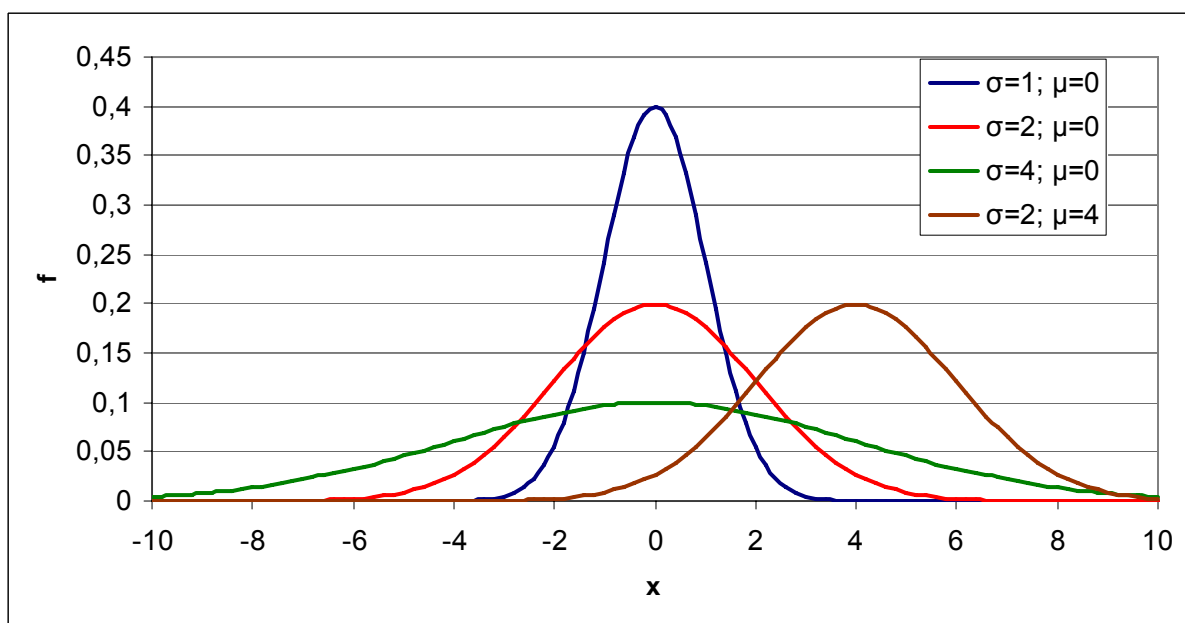
Normální rozdělení mají takové náhodné veličiny, které jsou závislé na mnoha na sobě nezávislých jevech.

Nesouběh u MOS tranzistoru může být způsoben buďto chybou poměru W/L nebo chybou prahového napětí V_{Th} . Navíc obě chyby mohou mít více nezávislých příčin. Proto lze nesouběh MOS tranzistorů s dostatečnou přesností popsat pomocí normálního rozdělení.

Normální rozdělení má hustotu pravděpodobnosti[9]

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right), \quad (2.7)$$

kde x je náhodná veličina, μ je střední hodnota a σ je směrodatná odchylka. Na následujícím grafu je znázorněn vliv σ a μ na průběh distribuční funkce.



Obr. 2.2: Funkce hustoty četnosti normálního rozdělení pro různá μ a σ .

Průběh distribuční funkce na obr. 2.2 může představovat průběh hodnot referenčního napětí pro 4 různé obvody. Kde x bude odchylka výstupního napětí v mV od požadované hodnoty např. 1,25 V. Modrá, červená a zelená křivka znázorňují různý rozptyl od požadované hodnoty, kde modrá křivka ukazuje nejpresnější obvod. Hnědá křivka znázorňuje obvod, který je ovlivněn systematickou chybou.

Pravděpodobnost, že se veličina x nachází v intervalu hodnot $(x_1; x_2)$, je dána plochou pod křivkou na tomto intervalu. Tuto pravděpodobnost lze určit pomocí určitého integrálu hustoty pravděpodobnosti na daném intervalu. Takovýto integrál je však obtížné řešit proto se často uvádějí hodnoty pro intervaly o velikosti násobků směrodatné odchylky σ .

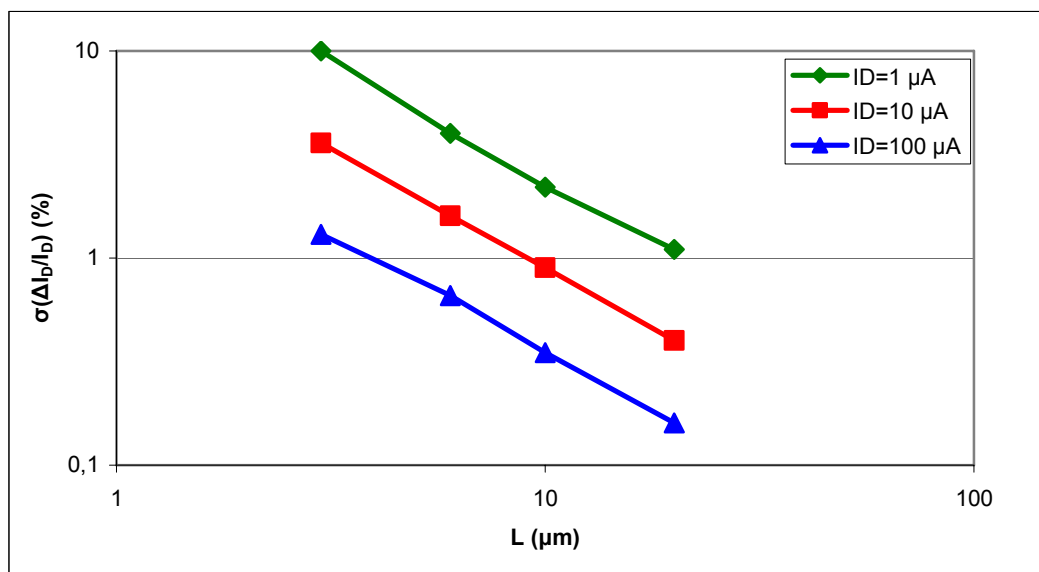
Tab. 2.1: Tabulka pravděpodobností pro intervaly $\pm n \cdot \sigma$

Interval	Pravděpodobnost, že bude náležet do intervalu	Pravděpodobnost, že nebude náležet do intervalu (v ppm)
$\pm 1\sigma$	68 %	317311
$\pm 2\sigma$	95,4 %	45500
$\pm 3\sigma$	99,73 %	2700
$\pm 4\sigma$	99,994 %	63,34
$\pm 5\sigma$	99,99994 %	0,573
$\pm 6\sigma$	99,9999998 %	0,002

Tabulka 2.1 ukazuje pravděpodobnosti pro intervaly $\pm 1\sigma$ až $\pm 6\sigma$. Poslední sloupec znázorňuje pravděpodobnost, že se veličina nebude nacházet v intervalu, vyjádřenou v ppm. Vyjadřuje tedy kolik hodnot z milionu se „nevejde“ do intervalu. Toto vyjádření má využití například při návrhu, výrobě a kontrole napěťové reference. Pokud bude požadavek na kvalitu výroby například maximálně 100 ppm. Je třeba navrhnout obvod a tak aby interval dovolených hodnot, tedy např. $\pm 1\%$ z V_{REF} odpovídal intervalu $\pm 4\sigma$. Pokud tedy bude dobře odladěný proces, který má statisticky popsán rozptyl a nesouběh, lze napěťovou referenci navrhnout pouze s použitím papíru a kalkulačky a téměř bez použití simulátoru. Touto metodou lze dosáhnout dobré shody se simulací a tak je, dle mého názoru, tato metoda efektivnější při optimalizaci zapojení pro dosažení požadovaného rozptylu.

2.2.2 Nomogramy – nesouběh MOS

V procesu, ve kterém jsou navrženy rozebírané reference, je nesouběh MOS tranzistorů popsán pomocí tzv. nomogramů (Obr. 2.3). Jsou to grafy, které znázorňují směrodatnou odchylku proudů dvou MOS tranzistorů zapojených v proudovém zrcadle, případně v diferenčním páru.



Obr. 2.3: Nomogramy.

Z těchto grafů lze velmi rychle a efektivně odečíst chybu proudu v závislosti na délce kanálu a na velikosti proudu pro daný typ tranzistoru. Proto si je firmy chrání a tak je na obrázku 2. pouze přibližně znázorněno jak mohou takové nomogramy vypadat.

2.2.3 Nesouběh proudů I_C bipolárních tranzistorů

Nesouběh dvou bipolárních tranzistorů je v této technologii mnohem menší než nesouběh MOS tranzistorů. Pro dosažení přesnosti bipolárních tranzistorů by MOS tranzistory musely mít délky kanálů několik desítek μm , nebo by jimi musely téct proudy stovky μA .

Pro danou technologii je pro PNP tranzistor uváděný nesouběh proudů I_C $\sigma_{PNP(A)} = 0,24 \%$ a pro NPN $\sigma_{NPN(A)} = 0,33 \%$.

2.2.4 Rozptyl napětí V_{BE}

Rozptyl V_{BE} je chyba napětí V_{BE} při konstantním proudu I_C u jednoho tranzistoru. Například na Obrázku 1.6 ovlivňuje výstupní napětí rozptyl tranzistoru Q_2 , který je typu NPN. V design manuálu je tato chyba uváděna jako nepřesnost proudu I_C při konstantním V_{BE} , pro daný typ tranzistoru a technologii $\sigma_{I_C} = 3,5 \%$. Abych zjistil rozptyl V_{BE} je třeba jej vypočítat z rozptylu I_C . Pro přepočítání chyby proudu na chybu napětí lze napsat dvě rovnice

$$I_C = I_S \cdot \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \quad (2.8)$$

a

$$I_C + \sigma_{I_C} = I_S \cdot \exp \frac{V_{BE2}}{V_T}, \quad (2.9)$$

kde v rovnici (2.8) je proud I_C a V_{BE1} bez chyby a v rovnici (2.9) je proud I_C s chybou a tím pádem i s rozdílným napětím V_{BE} .

Pokud obě rovnice podělím, vznikne rovnice

$$\frac{I_C + \sigma_{I_C}}{I_C} = \frac{\exp \frac{V_{BE2}}{V_T}}{\exp \frac{V_{BE1}}{V_T}} = \exp \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T} = \exp \frac{\Delta V_{BE}}{V_T}. \quad (2.10)$$

Po zlogaritmování této rovnice lze vytknout ΔV_{BE}

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln \frac{I_C + \sigma_{I_C}}{I_C}. \quad (2.11)$$

To lze vyjádřit také jako

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{\sigma_{I_C(\%)}}{100} \right), \quad (2.12)$$

kde $\sigma_{I_C(\%)}$ je relativní chyba kolektorového proudu v procentech. V tomto procesu tedy rozptýl V_{BE} u NPN tranzistoru bude

$$\sigma_{V_{BE}} = V_T \cdot \ln(1 + 0,035) = 25,8 \cdot 10^{-3} \cdot \ln 1,035 \doteq 0,9 \text{ mV}. \quad (2.13)$$

2.2.5 Nesouběh odporů

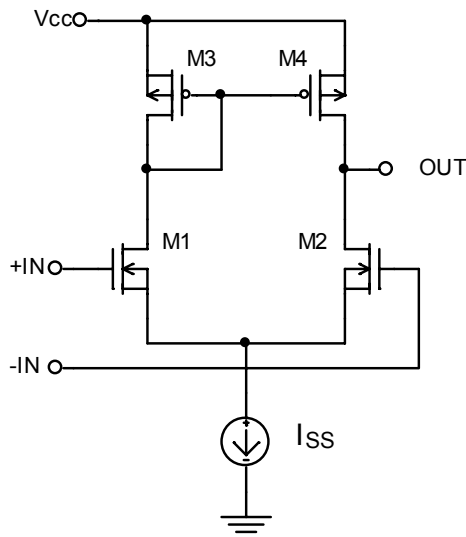
Dalším prvkem, jehož nesouběh může výrazně ovlivnit přesnost výstupního napětí jsou rezistory. Ve vzorci (1.22) pro výpočet výstupního napětí reference z obrázku 1.6 je jedním z členů poměr odporů R_2 a R_1 . Je tedy jasné, že nesouběh těchto odporů bude mít vliv na V_{REF} .

V této technologii je však nesouběh odporů pouze $\sigma_R = 0,04 \%$, to je oproti nesouběhu tranzistorů zanedbatelná hodnota a proto nemá smysl s touto chybou počítat.

2.3 Počítání s chybami

Na obrázku 2.4 je znázorněn diferenční stupeň z MOS tranzistorů. Ten je tvořen dvěma páry tranzistorů. První pár je diferenční stupeň M_1, M_2 . Druhý je aktivní zátěž z proudového

zrcadla M_3, M_4 . Chybu souběhu obou těchto párů $\sigma_{1,2}$ a $\sigma_{3,4}$ lze pomocí známého proudu I_{SS} a délky kanálu tranzistorů odečíst z nomogramů.



Obr. 2.4: Diferenční stupeň z MOS tranzistorů.

Za předpokladu $V_{GS1} = V_{GS2}$ jsou proudy I_1 a I_3 jsou shodné, ale proudy I_2 a I_4 shodné nebudou vlivem $\sigma_{1,2}$ a $\sigma_{3,4}$. Výstupní proud bude dán jako

$$I_{OUT} = I_2 - I_4. \quad (2.14)$$

Pokud by chyby $\sigma_{1,2}$ a $\sigma_{3,4}$ byly korelované (závislé), tedy jejich velikost a znaménko by byly dány stejnými vlivy, platil by pro chybu výstupního proudu vzorec

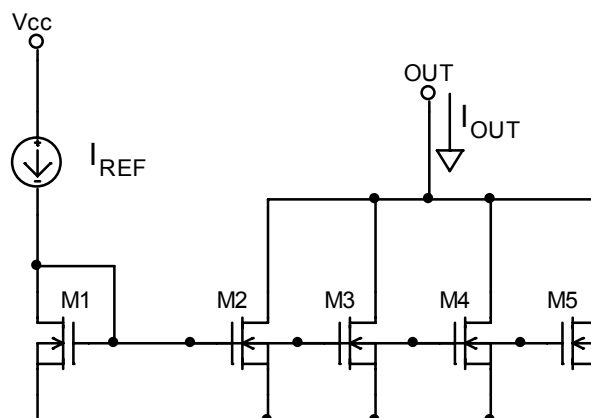
$$\sigma_{OUT,kor} = \sigma_{1,2} - \sigma_{3,4}. \quad (2.15)$$

Ve skutečnosti jsou chyby $\sigma_{1,2}$ a $\sigma_{3,4}$, vzájemně nekorelované, tedy jsou vůči sobě naprosto náhodné. Proto je chyba výstupního proudu dána jako

$$\sigma_{OUT,nekor} = \sqrt{\sigma_{1,2}^2 + \sigma_{3,4}^2}. \quad (2.16)$$

2.3.1 Nesouběh vícenásobného proudového zrcadla

Proudové zrcadlo s poměrem $1:k$ lze rozložit na n proudových zrcadel s poměrem $1:1$, jak je znázorněno na obrázku 2.5. Všechna jednotlivá zrcadla mají stejný pracovní proud a stejnou délku kanálu, budou tedy mít stejný nesouběh σ_{CM} .



Obr. 2.5: Proudové zrcadlo s poměrem 1:4.

Výstupní proud je dán jako

$$I_{OUT} = \sum I_k . \quad (2.17)$$

Stanovení chyby výstupního proudu, tedy nesouběhu takového vícenásobného zrcadla není jednoduchou záležitostí. Pokud by jednotlivé chyby σ_{CM} byly vzájemně korelované, bude celkový nesouběh

$$\sigma_{CM, kor} = k \cdot \sigma_{CM} . \quad (2.18)$$

Pokud by jednotlivé chyby byly naopak nekorelované, bude celkový souběh

$$\sigma_{CM, nekor} = \sqrt{k \cdot \sigma_{CM}^2} = \sqrt{k} \cdot \sigma_{CM} . \quad (2.19)$$

Skutečná celková chyba se tedy bude pohybovat v mezích daných vzorci (2.19) a (2.18). Ovšem je nutné určit jestli budou chyby korelované, či nikoliv.

Nejdůležitější parametry MOS tranzistorů ovlivňující souběh, jako jsou prahové napětí a rozměry hradla budou v případě výstupních tranzistorů ($M_2 - M_5$) vzájemně nekorelované. Důležité však je, že všechny výstupní proudy jsou odvozeny z napětí V_{GS} tranzistoru M_0 a tak rozptyl vlastností tohoto tranzistoru se projeví na nesouběhu všech výstupních proudů, které tak budou na sobě závislé. Proto se bude celkový nesouběh k-násobného zrcadla více blížit vzorci (2.18).

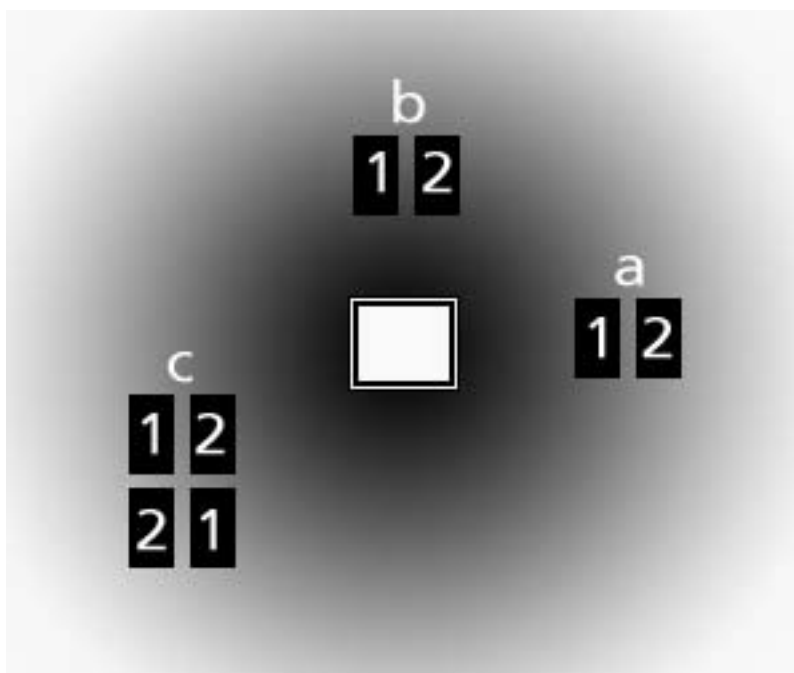
Tuto hypotézu jsem si ověřil i simulací v prostředí CADENCE, navíc u dále používaných referencí jsou vždy použity nejvýše 2-násobná zrcadla, proto nebude použití vzorce (2.18) výraznou chybou.

2.4 Zlepšení souběhu

Pro zlepšení souběhu existuje několik zásad, které mohou při návrhu přispět k menšímu nesouběhu. Různé literární zdroje ze kterých jsem čerpal si mnohdy navzájem popírají některé zásady a jiné považují za neúčinné.

2.4.1 Orientace na čipu

Pokud je na čipu nějaký výkonový prvek na němž jsou velké výkonové ztráty, je nutné prvky u nichž požadujeme vysokou přesnost orientovat vzhledem k tomuto výkonovému prvku. Na Obr. 2.6 je výkonový prvek (uprostřed), klesající teplota od tohoto prvku je naznačena odstíny šedé. Černé obdélníky představují tranzistory. Špatný způsob návrhu je naznačen označen a, protože tranzistor 1 bude mít vyšší teplotu než tranzistor 2. Správný způsob návrhu je označen b, v tomto případě působí výkonový prvek na oba stejně.



Obr. 2.6: Poloha tranzistorů vzhledem k výkonovému prvku.

2.4.2 Proložení tranzistorů

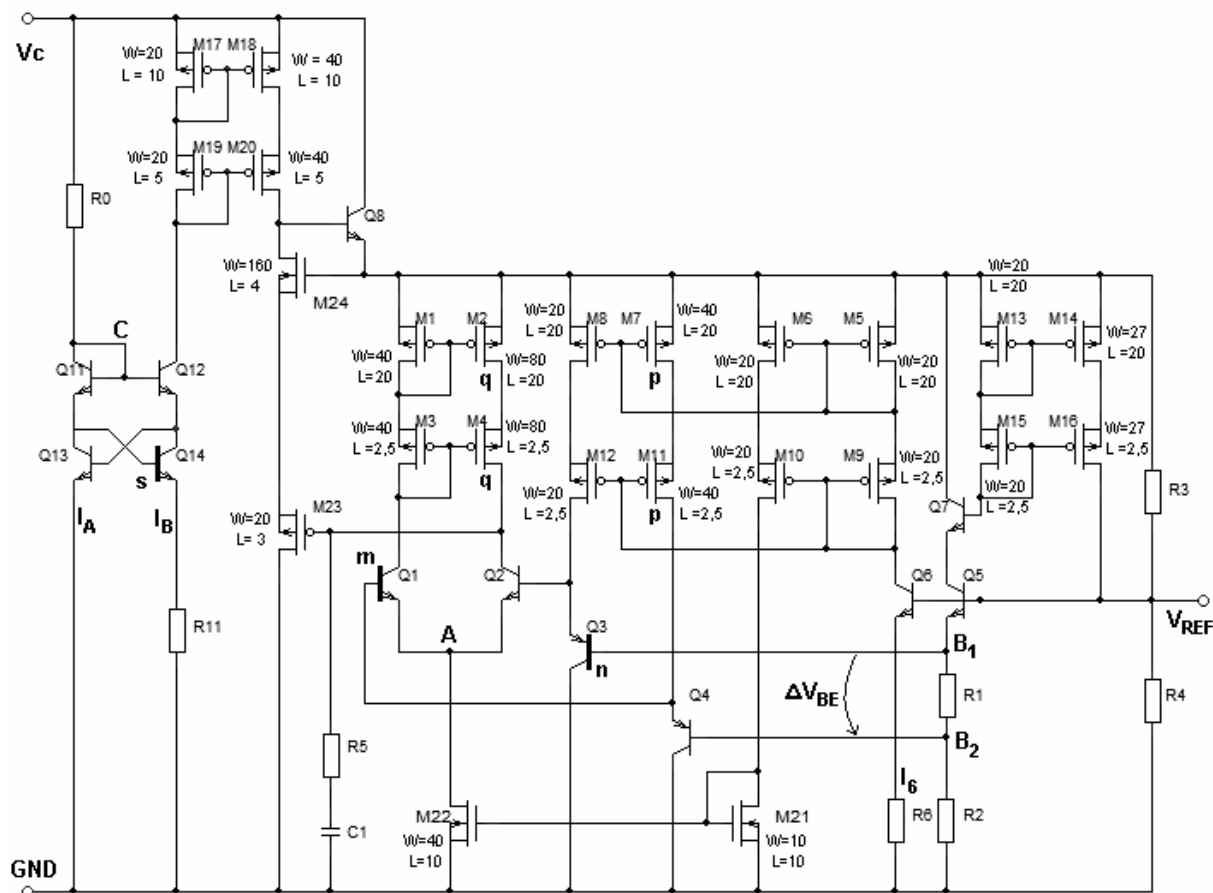
Pro odstranění okolních vlivů, jako je gradient teploty a také odstranění vlivu gradientů ve výrobních procesech, které není možné předpovídat, je možné tranzistory rozložit na několik menších prvků a poté je proložit. To je naznačeno na obr. 2.6 c.

2.4.3 Ostatní zásady

Obecným předpokladem pro zvýšení přesnosti je zvětšení plochy tranzistorů.

U MOS tranzistorů jsou další možnosti jak zlepšit souběh. Jedním z nich je zvýšení proudu protékajícího tranzistorem. Druhou možností je zvýšení odstupu napětí V_{GS} od V_{Th} .

3 Zapojení Geronimo



Obr. 3.1: BG reference Geronimo (rozměry tranzistorů jsou v μm).

Důležitými prvky této reference (Obr. 3.1) jsou tranzistory Q_1 - Q_4 a rezistory R_1 , R_2 . Tranzistory Q_1 - Q_4 generují napětí ΔV_{BE} , toto napětí je udržováno na rezistoru R_1 a tvoří tak zdroj proudu, který teče také přes R_2 , čímž je odstraněn vliv teplotní závislosti odporů. Součet napětí na R_1 a R_2 tvoří 1. složku V_{REF} s kladným T_C a napětí V_{BE5} tvoří 2. složku se záporným T_C .

3.1 Výpočet prvků

Ve schématu je vyznačeno, že tranzistor Q_1 má m -krát větší plochu přechodu emitor-báze než Q_2 , stejně tak Q_3 má n -krát větší plochu A_{EB} než Q_4 a dále je proudovými zrcadly nastaven proud I_2 , jako p -krát větší než I_1 a I_4 , jako q -krát větší než I_3 . Tranzistory Q_1 a Q_2 jsou NPN a proudy I_1 a I_2 , jsou jejich kolektorové proudy. A tranzistory Q_3 a Q_4 jsou PNP, proudy I_3 a I_4 jsou proudy emitorem, proto rozdělují saturační proudy na I_{CS} a I_{ES} , i když se tyto vykrátí.

3.1.1 Výpočet odporů R1 a R2

Pro přehlednost jsem si ve schématu vyznačil uzly A, B₁ a B₂. Potenciál v bodě B₁ lze napsat jako:

$$V_{B1} = V_A + V_{BE2} - V_{BE3}, \quad (3.1)$$

potenciál v bodě B₂ jako

$$V_{B2} = V_A + V_{BE1} - V_{BE4}. \quad (3.2)$$

Rozdíl mezi těmito body je ΔV_{BE} .

$$\Delta V_{BE} = V_{B1} - V_{B2} = V_A + V_{BE2} - V_{BE3} - V_A - V_{BE1} + V_{BE4}, \quad (3.3)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} + V_{BE4} - V_{BE1} - V_{BE3}. \quad (3.4)$$

Do rovnice (3.4) dosadím za jednotlivá V_{BE} podle (1.6)

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE} &= V_T \ln \frac{q \cdot I_2}{I_{CS}} + V_T \ln \frac{p \cdot I_1}{I_{ES}} - V_T \ln \frac{I_2}{m \cdot I_{CS}} - V_T \ln \frac{I_1}{n \cdot I_{ES}} = \\ &= V_T \left(\ln \frac{q \cdot I_2 \cdot p \cdot I_1 \cdot m \cdot I_{CS} \cdot n \cdot I_{ES}}{I_{CS} \cdot I_{ES} \cdot I_2 \cdot I_1} \right) = V_T \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q). \end{aligned} \quad (3.5)$$

Napětí ΔV_{BE} je připojeno na rezistor R₁

$$V_{R1} = \Delta V_{BE}. \quad (3.6)$$

Vypočítám proud tekoucí přes R₁ a R₂

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1}. \quad (3.7)$$

A pomocí tohoto proudu vypočítám napětí na rezistoru R₂

$$V_{R2} = I_{R2} \cdot R_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE}. \quad (3.8)$$

Výsledné napětí V_{REF} bude součet napětí na R₁, R₂ a V_{BE} na tranzistoru Q₅

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{BE} + V_{R1} + V_{R2} = V_{BE} + \Delta V_{BE} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE} = \\ &= V_{BE} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \Delta V_{BE}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Pro zjištění teplotní závislosti je třeba V_{REF} derivovat podle teploty, za teplotní koeficient napětí V_{BE} dosadím hodnotu odvozenou v kapitole 1.2.1.

$$\begin{aligned}
TCV_{REF} &= \frac{dV_{REF}}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} + \frac{dV_{R1}}{dT} + \frac{dV_{R2}}{dT} = \\
&= \frac{dV_{BE}}{dT} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k \cdot dT}{q_e \cdot dT} \cdot \ln(n \cdot m \cdot p \cdot q) = \\
&= -2 \cdot 10^{-3} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k}{q_e} \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q).
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Je požadována nezávislost na teplotě, položím tedy TCV_{REF} rovno 0 a pro tuto hodnotu vypočítám poměr odporů R_2 a R_1 .

$$-2 \cdot 10^{-3} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k}{q_e} \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q) = 0. \tag{3.11}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{q_e \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{k \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q)} - 1 = \frac{23,22}{\ln(m \cdot n \cdot p \cdot q)} - 1. \tag{3.12}$$

Pro konkrétní hodnoty Geronimo reference ($m = n = 8, p = q = 2$)

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{23,22}{\ln(8 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 2)} - 1 = 3,187.$$

Přesné hodnoty R_1 a R_2 lze spočítat z napětí ΔV_{BE} a proudu touto větví. Napětí ΔV_{BE} spočítám dosazením do rovnice (3.5) a proud I_{R1} zvolím, např. $I_{R1} = 12 \mu A$

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln(8 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 2) = \frac{k \cdot T \cdot \ln 256}{q_e} = 143,3 mV.$$

$$R_1 = \frac{\Delta V_{BE}}{I_{R1}} = \frac{143,3 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 10^{-6}} = 11,94 k\Omega. \tag{3.13}$$

$$R_2 = 3,187 \cdot R_1 = 3,187 \cdot 11,94 \cdot 10^3 = 38,06 k\Omega. \tag{3.14}$$

3.1.2 Výpočet napětí V_{REF}

Napětí V_{REF} je součet napětí V_{BE5} a napětí na rezistorech R_1 a R_2 . Napětí na R_1 je ΔV_{BE} , napětí na R_2 je dáno poměrem R_1 a R_2 . Napětí V_{BE5} bude při $T = 300 K$ přibližně $V_{BE5} = 0,65 V$.

$$V_{REF} = V_{BE5} + \Delta V_{BE} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 0,65 + 0,1433 \cdot \frac{11,94 + 38,06}{11,94} = 1,25 V. \tag{3.15}$$

3.1.2 Zdroj proudu I_B (I_{PTAT})

Z tranzistorů Q_{11} - Q_{14} a rezistorů R_{11} a R_0 je složen zdroj proudu jehož výstupní proud je úměrný absolutní teplotě (I_{PTAT}).

Ve schématu jsem si označil bod C, napětí tohoto bodu proti zemi lze popsat dvěma způsoby

$$V_C = V_{BE11} + V_{BE14} + \Delta V_{BE}, \quad (3.16)$$

$$V_C = V_{BE12} + V_{BE13}. \quad (3.17)$$

Pravé strany těchto rovnic lze dát do rovnosti a z této rovnice vytknout ΔV_{BE}

$$V_{BE11} + V_{BE14} + \Delta V_{BE} = V_{BE12} + V_{BE13}. \quad (3.18)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE12} + V_{BE13} - V_{BE11} - V_{BE14}. \quad (3.19)$$

Pomocí rovnice (1.6) mohu dosadit za jednotlivá V_{BE} , tranzistor Q_{14} má s-krát větší plochu přechodu emitor-báze než ostatní tranzistory \Rightarrow s-krát větší I_S

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE} &= V_T \ln \frac{I_B}{I_S} + V_T \ln \frac{I_A}{I_S} - V_T \ln \frac{I_A}{I_S} - V_T \ln \frac{I_B}{s \cdot I_S} = \\ &= V_T \left(\ln \frac{I_B \cdot s \cdot I_S}{I_S \cdot I_B} \right) = V_T \cdot \ln s. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Napětí ΔV_{BE} je napětí na R_{11} , lze tedy vypočítat I_B , což je výstupní proud

$$I_B = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{11}} = \frac{k \cdot T \cdot \ln s}{q_e \cdot R_{11}}. \quad (3.21)$$

Výstupní proud tedy záleží pouze na parametru s a na rezistoru R_{11} . Napětí V_{CC} a rezistor R_0 nemají na výstupní proud téměř žádný význam. Téměř žádný, protože při nevhodně zvoleném rezistoru R_0 by se mohl projevit vliv konečné velikosti β , který by způsobil různé báze proudy tranzistorů Q_3 a Q_4 . Rezistor R_0 je tedy vhodné navrhnout tak aby proud I_A měl přibližně stejnou hodnotu s I_B . Napětí na rezistoru R_0 bude přibližně $V_{CC} - 1,3 V$, lze tedy snadno určit hodnotu R_0 i v určitém rozsahu V_{CC} .

V tomto případě je zdroj I_{PTAT} použit pro jeho nezávislost na V_{CC} , jeho teplotní závislost zde není žádoucí, ovšem výběrem vhodného typu rezistoru (v závislosti na použité technologii) lze tuto závislost omezit.

Kaskoda M_{17} - M_{20} zrcadlí proud I_B , v poměru 2:1 a tvoří tak aktivní zátěž pro tranzistor M_{24} .

3.1.3 Zdroj proudu I_6

Proud I_6 je odvozen z napětí V_{BG} pomocí tranzistoru Q_6 a rezistoru R_6 . Napětí na R_6 je dáno

$$V_{R6} = V_{REF} - V_{BE} . \quad (3.22)$$

Výstupní proud potom bude

$$I_6 = \frac{V_{REF} - V_{BE}}{R_6} . \quad (3.23)$$

Konkrétní hodnotu proudu I_6 lze zvolit, např. $I_6 = 4 \mu A$. Pro tuto hodnotu lze dopočítat odpor R_6

$$R_6 = \frac{V_{BG} - V_{BE}}{I_6} = \frac{1,25 - 0,65}{4 \cdot 10^{-6}} = 150 \text{ k}\Omega . \quad (3.24)$$

Napětí V_{BG} , z něž je proud I_6 odvozen je stabilizované, je tedy nezávislý na změnách V_{CC} a díky tomu má zapojení dobré $PSRR$. Toto zapojení má jednu velkou výhodu, a to díky odvození od teplotně nezávislého napětí, lze dosáhnout i u tohoto proudu teplotní nezávislosti. Napětí na rezistoru R_6 má teplotní koeficient TCV_{R6} daný teplotními koeficienty TCV_{REF} a TCV_{BE} .

$$TCV_{R6} = TCV_{REF} - TCV_{BE} = 0 - (-2 \text{ mV} / K) = 2 \text{ mV} / K . \quad (3.25)$$

Výstupní proud lze popsat pro různé teploty jako

$$I_6 = \frac{V_{R6,0} + TCV_{R6} \cdot \Delta T}{R_{6,0}(1 + TCR_6 \cdot \Delta T)} = \frac{V_{R6,0} \left(1 + \frac{TCV_{R6}}{V_{R6,0}} \cdot \Delta T \right)}{R_{6,0}(1 + TCR_6 \cdot \Delta T)} , \quad (3.26)$$

kde $V_{R6,0}$ a $R_{6,0}$ jsou hodnoty napětí V_{R6} , respektive odporu R_6 při určité referenční teplotě, např. $T_0 = 300 \text{ K}$. Jsou to tedy konstanty, teplotní koeficienty jsou také teplotně nezávislé konstanty, pokud tedy má být proud I_6 teplotně nezávislý, musí platit

$$TCR_6 = \frac{TCV_{R6}}{V_{R6,0}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0,6} = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ 1} / K . \quad (3.27)$$

Pro dosažení co nejnížší teplotní závislosti proudu I_6 je třeba vybrat takový rezistor, jehož teplotní koeficient se nejvíce blíží $TCR = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ 1} / K$. Nejblíže tomuto je v použité technologii rezistor s $TCR_1 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ 1} / K$ a $TCR_2 = 7,6 \cdot 10^{-6} \text{ 1} / K^2$.

3.1.4 Kompenzace báзовých proudů I_{B5} a I_{B6}

Protože proudy do bází tranzistorů Q_5 a Q_6 nejsou zanedbatelné oproti proudům přes rezistory R_3 a R_4 , je potřeba tyto proudy kompenzovat, aby nezatěžovaly dělič napětí R_3/R_4 , což by změnilo jeho přenos. Toto je důležité, protože rezistory R_3 , R_4 na obr. 3.1 mohou být ve skutečnosti tvořeny více rezistory, které z referenčního napětí odvozují další napětí, která jsou potřeba pro konkrétní čip. Proto je v sérii s tranzistorem Q_5 zapojen tranzistor Q_7 , který bude mít stejný parametr β , proud do báze tohoto tranzistoru teče přes proudové zrcadlo M_{13} - M_{16} , toto zrcadlo je zdrojem proudu pro báze Q_5 a Q_6 . Za předpokladu, že parametr β tranzistorů Q_5 , Q_6 a Q_7 je stejný, lze psát

$$I_{B5} = \frac{I_{C5}}{\beta}, I_{B6} = \frac{I_{C6}}{\beta}, I_{B7} = \frac{I_{C7}}{\beta}. \quad (3.28)$$

$$I_{B5} + I_{B6} = k \cdot I_{B7}, \quad (3.29)$$

kde k je převodní poměr proudového zrcadla. Známe proudy I_C , mohu tedy vyjádřit jednotlivé I_B a potom k

$$\frac{I_{C5}}{\beta} + \frac{I_{C6}}{\beta} = k \cdot \frac{I_{C7}}{\beta}. \quad (3.30)$$

$$k = \frac{I_{C5} + I_{C6}}{I_{C7}} = \frac{12 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 10^{-6}}{12 \cdot 10^{-6}} = \frac{4}{3}. \quad (3.31)$$

Jak jsem již uvedl výše, převodní poměr proudového zrcadla je dán poměry W/L tranzistorů v proudovém zrcadle, tranzistor M_{13} má rozměry hradla: $W = 20 \mu m$, $L = 20 \mu m$. Poměr W/L je v tomto případě 1, tranzistor M_{14} tedy musí mít $W/L = 4/3$, toho se dosáhne změnou W

$$W = 20 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4}{3} = 26,7 \cdot 10^{-6} \doteq 27 \cdot 10^{-6}. \quad (3.32)$$

Tranzistor M_{14} bude mít rozměry: $W = 27 \mu m$, $L = 20 \mu m$. Obdobně se změní i W u tranzistoru M_{16} oproti tranzistoru M_{15} .

V praxi se tranzistory v proudových zrcadlech rozdělí na několik stejných segmentů se shodnou délkou kanálu a tyto segmenty se pro lepší matching proloží, toto rozdělení na segmenty je vhodné i pro nastavení různého převodního poměru zrcadla. Například v tomto případě by se tranzistory M_{13} a M_{15} byly složeny ze 3 segmentů a M_{14} a M_{16} ze 4 segmentů.

3.2 Popis funkce

Celé zapojení je operační zesilovač, který má mezi vstupy připojen rezistor R_1 .

Tranzistory M_5 - M_{12} a M_{20} a M_{21} zrcadlí proud I_6 a tvoří zdroje proudu pro tranzistory Q_1 - Q_4 (diferenční stupeň). Tranzistory M_{23} , M_{24} (koncový stupeň) a Q_8 uzavírají zpětnou vazbu a udržují konstantní V_{BG} .

3.2.1 Zpětnovazební smyčka

Pokud napětí V_{REF} vzroste o ΔV , přeneseme se tato změna téměř beze změny na rezistory R_1 a R_2 , protože malá změna napětí na rezistorech způsobí lineární změnu proudu I_C , ale tato změna se na V_{BE} projeví přes logaritmus, bude tedy mnohem menší, proto lze v tomto případě V_{BE} považovat za konstantní.

Změna ΔV se tedy projeví na děliči napětí R_1+R_2 , dále v obvodu se projeví pouze část ΔV odpovídající R_1 . Toto napětí se přes tranzistory Q_3 a Q_4 přeneseme beze změny až na diferenční pár Q_1 a Q_2 .

Toto napětí bude mít kladný potenciál na bázi tranzistoru Q_2 , vzroste tedy $V_{BE2} \Rightarrow$ pokles $V_{CE2} \Rightarrow$ pokles potenciálu na gate tranzistoru M_{23} . Velikost tohoto poklesu odpovídá zesílení diferenčního stupně, to je dáno g_m diferenčního stupně s aktivní zátěží a dynamické impedanci v bodě kam je připojen gate tranzistoru M_{23} . Tranzistor M_{23} je zapojen jako napěťový sledovač a přenáší změny z gate na source, ovládá tak tranzistor M_{24} , který spolu s aktivní zátěží tvořenou proudovým zrcadlem M_{17} - M_{20} tvoří koncový stupeň a řídí tranzistor Q_8 . Tranzistor Q_8 nastavuje přes dělič R_3, R_4 napětí V_{BG} . Pokles potenciálu na gate tranzistoru M_{23} , tedy způsobí pokles potenciálu na source $M_{24} \Rightarrow$ nárůst $V_{GS,24} \Rightarrow$ pokles $V_{DS,24} \Rightarrow$ pokles $V_{BE8} \Rightarrow$ pokles $I_{C8} \Rightarrow$ pokles proudu v děliči $R_3, R_4 \Rightarrow$ pokles V_{REF} a tím je napětí V_{REF} regulováno.

3.2.2 Fázová kompenzace

Celý obvod je vlastně operační zesilovač s vysokým zesílením, který je zapojen do zpětné vazby, proto je nutné zabezpečit, aby se obvod nerozkmital.

Jako fázová kompenzace je zde RC členek na výstupu diferenciálního páru. Na nižších kmitočtech se projeví pouze kapacita a tak na kmitočtu daném dynamickou impedancí v bodě, kde je kapacita připojena a celkovou kapacitou připojenou do tohoto bodu, se objeví pól. Ten způsobí pokles amplitudy o 20 dB/dekádu. Na vyšších kmitočtech, kdy impedance kapacity klesá, se začne projevovat také rezistor. Až vliv kapacity zmizí a fázový posuv článku bude 0° a nebude tak přispívat k nestabilitě.

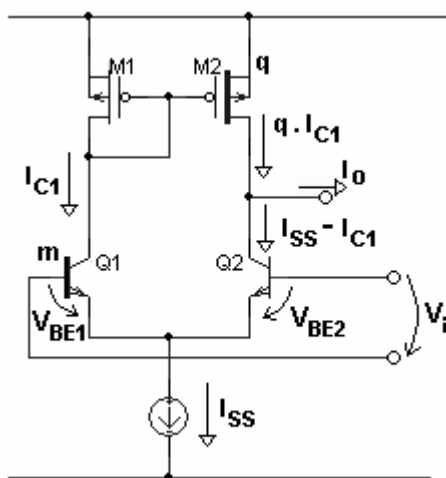
3.3 Chyba napětí V_{REF}

Na chybu výstupního napětí má vliv nesouběh proudových zrcadel, které jsou zdroji proudu pro tranzistory Q_1 a Q_2 , Q_3 a Q_4 . Dále se projeví souběh tranzistorů Q_1 a Q_2 , Q_3 a Q_4 a

poté se ještě projeví rozptyl V_{BE} tranzistoru Q_5 . Na celkovou chybu by měl vliv i rozptyl poměru rezistorů R_1 a R_2 , ale tato chyba je již tak malá, že ji lze zanedbat. Další chybu by mohly vnášet báze proudy I_{B3} a I_{B4} , ale pokud se provede jejich kompenzace, lze jejich vliv také zanedbat.

3.3.1 Transkonduktance g_m diferenčního stupně

Nesouběh proudového zrcadla M_1 , M_2 způsobí rozdíl proudů v diferenčním stupni Q_1 , Q_2 (Obr. 3.2). Pro zjištění vlivu nepřesnosti těchto proudů na napětí V_{BG} je třeba tyto proudy přepočítat pomocí g_m diferenčního stupně na chybu napětí mezi vstupy tohoto diferenčního stupně.



Obr. 3.2: Diferenční stupeň.

Transkonduktance, označovaná g_m , je parametr, v tomto případě diferenčního stupně, který udává změnu proudu na výstupu, označený I_o , při změně vstupního napětí V_i . Je tedy potřeba vyjádřit proud I_o v závislosti na V_i .

Ve schématu na Obr. 3.2 jsem si označil proudy a napětí potřebná k výpočtu. Ze schématu je patrné, že proud I_o bude:

$$I_o = q \cdot I_{C1} - (I_{SS} - I_{C1}) = (1 + q) \cdot I_{C1} - I_{SS} . \quad (3.33)$$

Jediná neznámá je I_{C1} .

$$I_{C1} = m \cdot I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{BE2} - V_i}{V_T}\right) . \quad (3.34)$$

V této rovnici je neznámá V_{BE2} .

$$V_{BE2} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{SS} - I_{C1}}{I_s}\right) . \quad (3.35)$$

A nyní lze zpět dosadit do rovnice (3.34) za V_{BE2} a po úpravě vyjde rovnice

$$I_{C1} = \frac{m \cdot I_B}{\exp\left(\frac{V_i}{V_T}\right) + m}. \quad (3.36)$$

A takto vyjádřené I_{Cl} lze dosadit do rovnice (3.33)

$$I_o = \frac{(1+q) \cdot m \cdot I_{ss}}{\exp \frac{V_i}{V_T} + m} - I_{ss}. \quad (3.37)$$

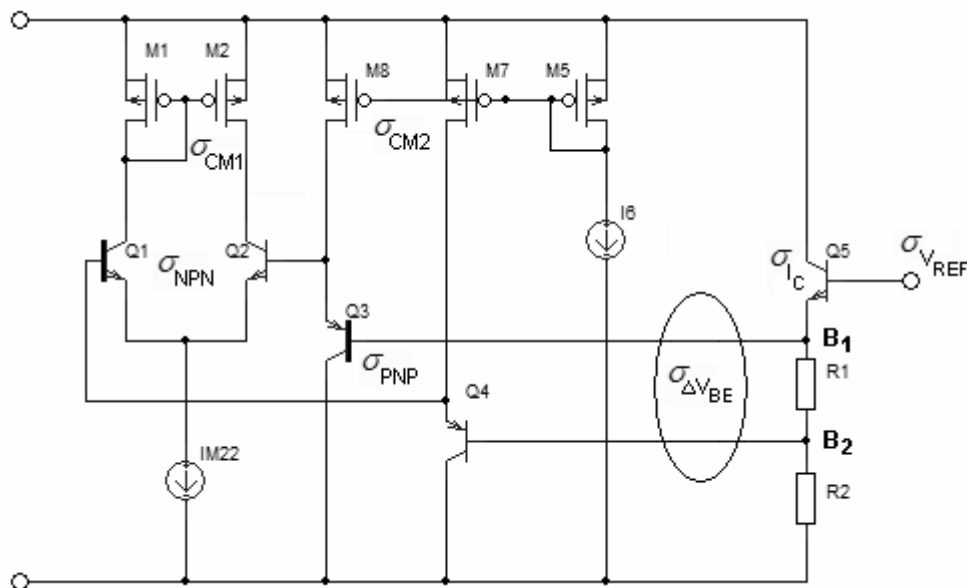
Derivací této rovnice podle V_i dostanu g_m

$$g_m = \frac{dI_o}{dV_i} = \frac{q}{1+q} \cdot \frac{I_{SS}}{V_T}. \quad (3.38)$$

Pro konkrétní hodnoty ($q = 2, I_{SS} = 16 \mu A$) vyjde

$$g_m = \frac{2}{1+2} \cdot \frac{16 \cdot 10^{-6}}{26 \cdot 10^{-3}} \doteq 400 \mu A/V.$$

3.3.2 Výpočet chyby napětí V_{REF}



Obr. 3.3: Zjednodušená Geronimo reference.

Jak jsem již uvedl, jedním z hlavních chybových činitelů jsou proudová zrcadla. Proudové zrcadlo M_1 , M_2 má podle nomogramů nesouběh ($I_D = 5 \mu A$, $L = 20 \mu m$):

$\sigma_{M1,2(A)} = 28 \text{ nA}$, protože má ale převodní poměr 2:1, je nutné tuto chybu vynásobit podle vzorce (2.18), bude tedy

$$\sigma_{CM1,2(A)} = k \cdot \sigma_{M1(A)} = 2 \cdot 28 \cdot 10^{-9} = 56 \text{ nA}. \quad (3.39)$$

Pomocí g_m diferenčního stupně přepočítáme tuto hodnotu na chybu napětí mezi body B₁ a B₂, tedy na chybu napětí ΔV_{BE} .

$$\sigma_{CM1(V)} = \frac{\sigma_{CM1(A)}}{g_m} = \frac{5,2 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 10^{-4}} = 140 \text{ } \mu\text{V}. \quad (3.40)$$

Další chybou je nesouběh kolektorových proudů I_{C1} a I_{C2} , který je $\sigma_{NPN(A,\%)} = 0,33\%$.

Proud I_{C2} je $I_{C2} = 10 \text{ } \mu\text{A}$, absolutní hodnota σ_{NPN} tedy bude

$$\sigma_{NPN(A)} = I_{C2} \cdot \frac{\sigma_{NPN(A,\%)}}{100} = 10^{-5} \cdot \frac{0,33}{100} = 33 \text{ nA}. \quad (3.41)$$

Opět pomocí g_m převedeme na chybu napětí mezi body B₁, B₂.

$$\sigma_{NPN(V)} = \frac{\sigma_{NPN(A)}}{g_m} = \frac{3,3 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 10^{-4}} = 82,5 \text{ } \mu\text{V}. \quad (3.42)$$

Ve druhém stupni je také proudové zrcadlo (M₇, M₈), které vnáší chybu. Opět lze odečíst z nomogramů nesouběh pro jednoduché zrcadlo ($I_D = 4 \text{ } \mu\text{A}$, $L = 20 \text{ } \mu\text{m}$): $\sigma_{M7,8(A)} = 24 \text{ nA}$. Pro dvojnásobné zrcadlo tak bude nesouběh: $\sigma_{CM2(A)} = 48 \text{ nA}$.

Nesouběh tranzistorů proudového zrcadla se projeví jako chyba I_C , protože jsou tranzistory zapojeny jako napěťové sledovače, lze tento nesouběh převést na chybové napětí mezi body B₁ a B₂ pomocí rovnice (2.11).

$$\sigma_{CM2(V)} = V_T \cdot \ln \left(\frac{I_C + \sigma_{CM2(A)}}{I_C} \right) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(1,012) = 310 \text{ } \mu\text{V}. \quad (3.43)$$

Poslední chyba, která se projeví mezi body A, B je nesouběh kolektorových proudů I_{C3} a I_{C4} . Jedná se o PNP tranzistory, chyba tedy bude $\sigma_{PNP(A,\%)} = 0,24\%$. Na napětí tuto chybu přepočítám pomocí rovnice (2.12)

$$\begin{aligned} \sigma_{PNP(V)} &= \Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{\sigma_{PNP(A,\%)}}{100} \right) = \\ &= 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(1,0024) = 62,5 \text{ } \mu\text{V}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Nyní mám 4 chybová napětí mezi body B₁ a B₂, tyto chyby jsou vzájemně nekorelované, tedy jejich hodnoty jsou nezávislé, pro zjištění jejich společného vlivu proto použiji rovnici(2.16)

$$\sigma_{\Delta V_{BE}} = \sqrt{\sigma_{CM1}^2 + \sigma_{NPN}^2 + \sigma_{CM2}^2 + \sigma_{PNP}^2} . \quad (3.45)$$

$$\sigma_{\Delta V_{BE}} = \sqrt{(140^2 + 82,5^2 + 310^2 + 62,5^2) \cdot 10^{2(-6)}} = 356 \mu V .$$

$\sigma_{\Delta V_{BE}}$ je chyba která se projeví na rezistoru R₁, ovšem mě zajímá, jak se toto napětí projeví mezi bodem B₁ a zemí. Za předpokladu, že proudy oběma rezistory jsou stejné, můžu počítat

$$U_{R_1+R_2} = U_{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_1} , \quad (3.46)$$

$$\sigma_{R_1+R_2} = \sigma_{\Delta V_{BE}} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 356 \cdot 10^{-6} \frac{(12 + 38) \cdot 10^3}{12 \cdot 10^3} = 1,48 mV . \quad (3.47)$$

Poslední chybový příspěvek je rozptyl V_{BE} tranzistoru Q₅, který je $\sigma_{V_{BE}} = 0,9 mV$.

Výsledná chyba bude součet chyb $\sigma_{V_{BE}}$ a $\sigma_{R_1+R_2}$, a protože jsou tyto chyby nekorelované sečtu je pomocí rovnice (2.16)

$$\sigma_{V_{REF}} = \sqrt{\sigma_{R_1+R_2}^2 + \sigma_{V_{BE}}^2} = \sqrt{(1,48 \cdot 10^{-3})^2 + (0,9 \cdot 10^{-3})^2} = \underline{\underline{1,73 mV}} . \quad (3.48)$$

To je v procentním vyjádření

$$\sigma_{V_{REF}} = \frac{\sigma_{V_{REF}}}{V_{REF}} \cdot 100\% = \frac{1,73 \cdot 10^{-3}}{1,25} \cdot 100\% = 0,138\% . \quad (3.49)$$

3.3.3 Kompenzace bázových proudů I_{B3} a I_{B4}

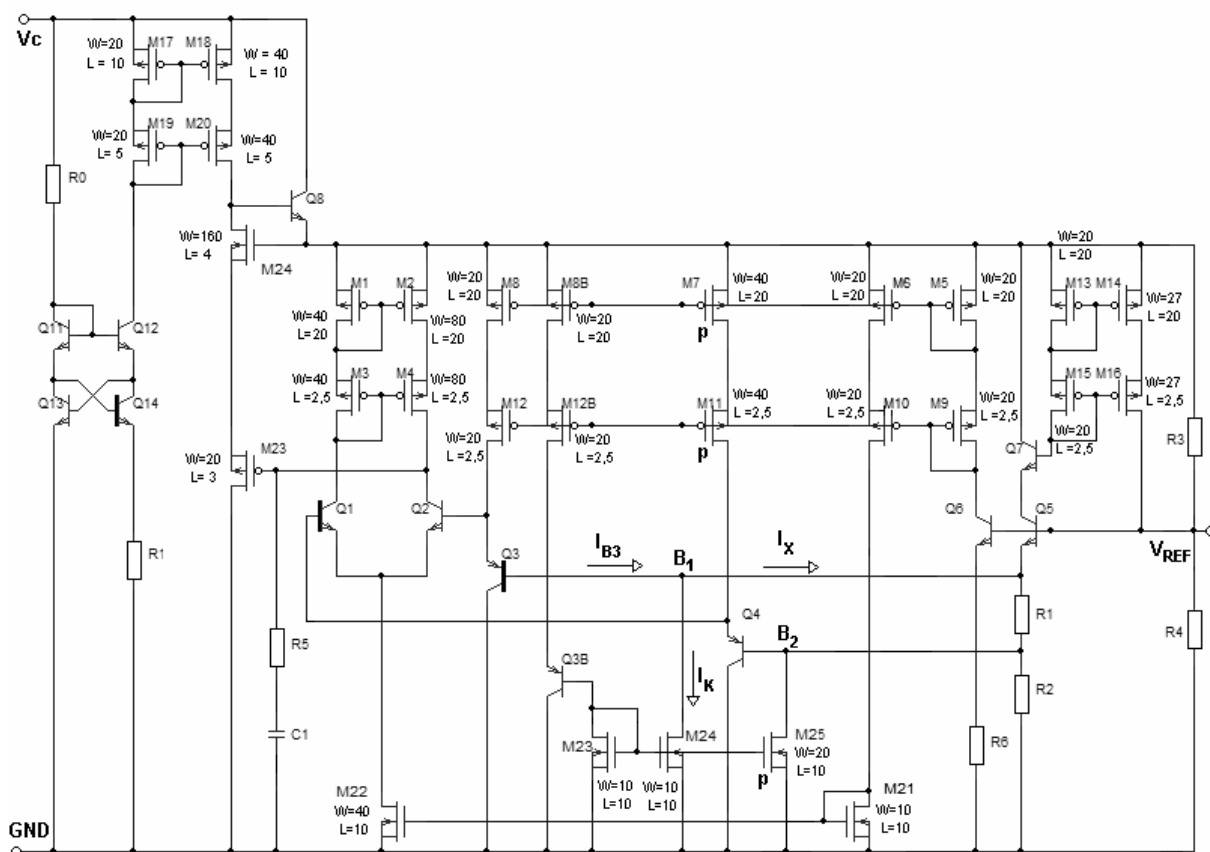
Aby bylo zaručeno, že proudy tekoucí přes rezistory R₁ a R₂ jsou shodné a tím platily předchozí výpočty a nezvyšovala se chyba, musí být bázové proudy pro tranzistory Q₃ a Q₄ kompenzovány. Celkové řešení je na Obr. 3.4.

Kompenzaci jsem řešil tak, že jsem zdvojlil větve s tranzistorem Q₃. Tranzistory M_{8B} a M_{12B} zrcadlí proud I_E tranzistorů Q₃ pro tranzistor Q_{3B}. Tranzistory Q₃ a Q_{3B} mají stejné i proudy I_C a jsou stejného typu, tedy mají i stejný zesilovací činitel β a tím pádem mají shodné bázové proudy. Bázový proud tranzistoru Q_{3B} je snímán vstupem proudového zrcadla M₂₃, M₂₄, toto zrcadlo má převodní poměr 1:1. Výstupní proud, který jsem si označil I_K jako

kompenzační, se bude rovnat proudu I_{B3} a proud I_X se pak bude rovnat 0, což byl požadavek kompenzace.

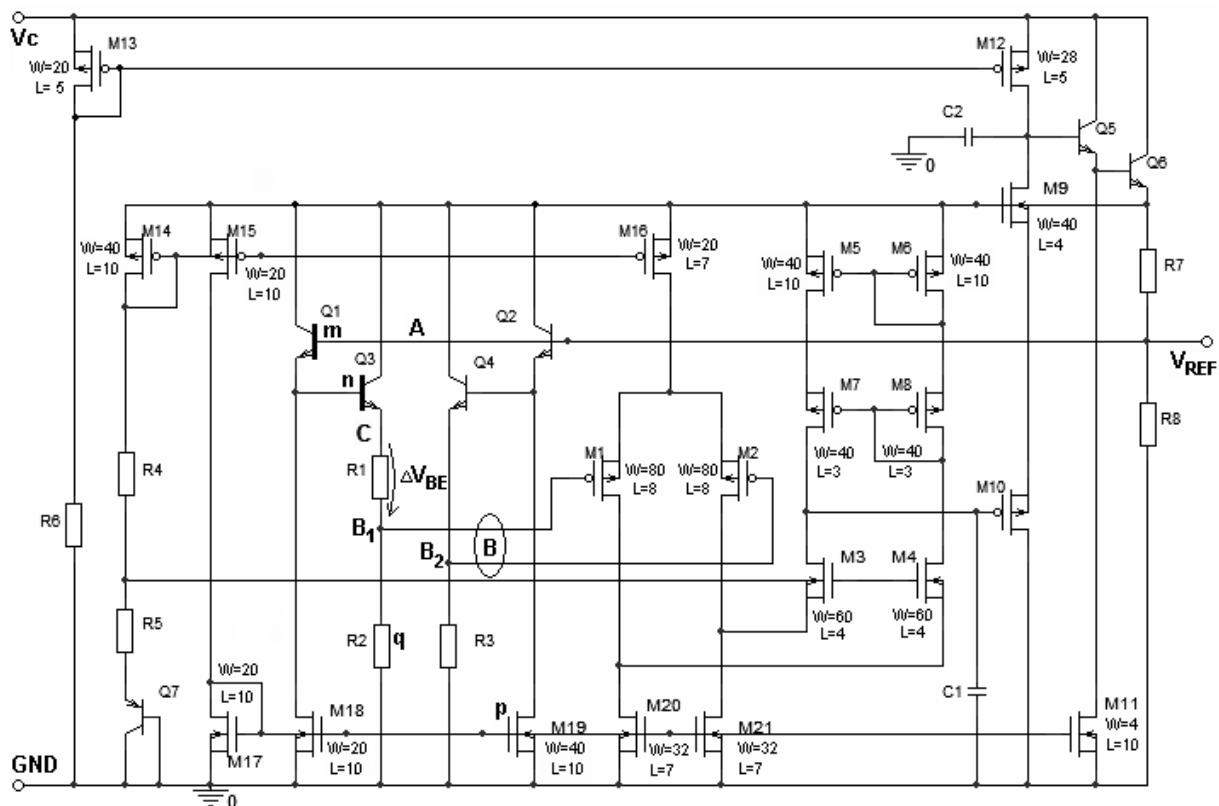
$$I_X = I_{B3} - I_K \quad \wedge \quad I_{B3} = I_K \quad \Rightarrow \quad I_X = 0. \quad (3.50)$$

Stejné závislosti platí i v uzlu B_2 , ale proud tranzistorem Q_4 je tranzistorem M_7 nastaven jako p-krát větší než proud tranzistorem Q_3 . Stejný poměr bude platit i pro jejich bázevé proudy, proto musí být p-krát větší i kompenzační proud, aby platily rovnice (3.50). Toho je dosaženo p-krát větším W/L tranzistoru M_{25} oproti M_{24} .



Obr. 3.4: Geronimo reference s kompenzací I_{B3} a I_{B4} (rozměry tranzistorů jsou v μm).

4 Zapojení Nestaron



Obr. 4.1: Reference Nestaron (rozměry tranzistorů jsou v μm).

Tato reference viz.Obr. 4.1 obsahuje BG buňku, operační zesilovač a dva zdroje proudu s proudovými zrcadly, které tyto proudy rozvádějí po obvodu.BG buňka je složena ze 4 tranzistorů (Q_1 - Q_4), kde Q_1 má m -krát a Q_3 n -krát větší plochu přechodu emitor-báze oproti Q_2 a Q_4 , a z rezistorů R_1 - R_3 . Q_1 a Q_2 mají rozdílnou plochu A_{EB} , a také rozdílné pracovní proudy, I_{C2} je p -krát větší než I_{C1} (ve skutečnosti jedná o emitorové proudy, ale protože emitorové proudy jsou ve stejném poměru jako kolektorové proudy, označují proudy jako kolektorové), to je nastaveno proudovými zrcadly M_{17} - M_{18} a M_{17} - M_{19} . S rozdílnými proudy pracují i tranzistory Q_3 a Q_4 , poměr jejich proudů je určen poměrem odporů R_2 a R_3 , na nichž je zpětnou vazbou udržováno stejné napětí. Matematické vyjádření výše uvedených tvrzení:

$$R_2 = q \cdot R_3, \quad (4.1)$$

$$V_{R2} = V_{R3}, \quad (4.2)$$

$$I_{R3} = I_{C4} = q \cdot I_{R2} = q \cdot I_{C3}, \quad (4.3)$$

$$I_{C2} = p \cdot I_{C1}. \quad (4.4)$$

4.1 Výpočet V_{REF} a R_1 , R_2 , R_3

Na vstupech diferenciálního stupně M_1 , M_2 je udržován 0 rozdíl potenciálů, tento bod jsem si označil jako bod B, ve schématu mám označen ještě bod A. Rozdíl potenciálu mezi body A a B je napětí V_{AB} , to lze popsat dvěma způsoby

$$V_{AB} = V_{BE1} + V_{BE3} + V_{R1} = V_{BE2} + V_{BE4}. \quad (4.5)$$

Napětí V_{R1} se rovná napětí ΔV_{BE} , to lze vyjádřit jako

$$\Delta V_{BE} = V_{R1} = V_{BE2} + V_{BE4} - V_{BE1} - V_{BE3}, \quad (4.6)$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \frac{p \cdot I_{C1}}{I_S} + V_T \ln \frac{q \cdot I_{C3}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C1}}{m \cdot I_S} - V_T \ln \frac{I_{C3}}{n \cdot I_S}, \quad (4.7)$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \left(\ln \frac{p \cdot I_{C1} \cdot q \cdot I_{C3} \cdot m \cdot I_S \cdot n \cdot I_S}{I_S \cdot I_S \cdot I_{C1} \cdot I_{C3}} \right), \quad (4.8)$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q). \quad (4.9)$$

Pomocí ΔV_{BE} lze vyjádřit proud I_{R1} a z něj napětí V_{R2}

$$I_{R1} = I_{R2} = I_{E3} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1}, \quad (4.10)$$

$$V_{R2} = I_{R2} \cdot R_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE} = V_{R3}. \quad (4.11)$$

Protože $V_{R2} = V_{R3}$, můžu již určit V_{REF}

$$V_{REF} = 2 \cdot V_{BE} + V_{R3} = 2 \cdot V_{BE} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE}. \quad (4.12)$$

Jeho teplotní koeficient získám derivací podle T , a protože je požadavkem teplotní nezávislost, položí se výsledek první derivace rovno 0

$$TCV_{REF} = \frac{dV_{REF}}{dT} = 2 \cdot \frac{dV_{BE}}{dT} + \frac{dV_{R3}}{dT} = 2 \cdot (-2 \cdot 10^{-3}) + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k \cdot dT}{q_e \cdot dT} \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q), \quad (4.13)$$

$$TCV_{REF} = -4 \cdot 10^{-3} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k}{q_e} \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q) = 0. \quad (4.14)$$

Nyní již lze vyjádřit poměr odporů R_2 a R_1 pro $T_C=0$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot q_e}{k \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q)}, \quad (4.15)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot \ln(7 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 2)} = 9,06.$$

Přesné hodnoty odporů se určí z proudů, které požadujeme aby daných větvích tekly. Proud I_{E3} který teče také přes R_1 by měl být $I_{E3} = I_{R1} = 4,5 \mu A$. Známe je napětí $V_{R1} = \Delta V_{BE}$.

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{\Delta V_{BE}}{I_{E3}} = \frac{V_T \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q)}{I_{E3}} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln 168}{4,5 \cdot 10^{-6}} = 29,6 \text{ k}\Omega, \quad (4.16)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 9,06 \Rightarrow R_2 = R_1 \cdot 9,06 = 29,6 \cdot 10^3 \cdot 9,06 = 268,2 \text{ k}\Omega, \quad (4.17)$$

$$R_3 = \frac{R_2}{2} = \frac{268,2 \cdot 10^3}{2} = 134,1 \text{ k}\Omega. \quad (4.18)$$

4.1.1 Výpočet napětí V_{REF}

Hodnotu výstupního napětí zjistím dosazením do vzorce (4.12)

$$\begin{aligned} V_{REF} &= 2 \cdot V_{BE} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k \cdot T}{q_e} \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q) = \\ &= 2 \cdot 0,65 + 9,06 \cdot \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,602 \cdot 10^{-19}} \ln(7 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 2) = 1,3 + 1,2 = 2,5 \text{ V}. \end{aligned}$$

4.2 Popis funkce

Operační zesilovač pomocí záporné zpětné vazby udržuje nulový rozdíl potenciálů mezi body B_1 a B_2 . Výstup operačního zesilovače nastavuje proud do děliče R_7 , R_8 , velikost odporu R_8 určuje výstupní napětí V_{REF} . Pokud V_{REF} odpovídá rovnici 4.12, je rozdíl V_{B12} právě 0.

4.2.1 Zpětnovazební smyčka

Zpětná vazba má za úkol udržovat na stejném potenciálu body B_1 a B_2 . Tyto body jsou přivedeny na vstup diferenciálního páru M_1 , M_2 . Source těchto tranzistorů jsou spojeny, proto napětí na gate přímo nastavuje napětí V_{GS} a rozdíl potenciálů bodů B_1 a B_2 odpovídá rozdílu napětí V_{GS1} a V_{GS2} . Pokud tedy rozdíl bodů B_1 a B_2 je nenulový, bude platit (opět uvažuji napětí V_{GS} kladné jako u NMOS tranzistoru)

$$V_{B12} = V_{B1} - V_{B2} = V_{GS2} - V_{GS1}. \quad (4.19)$$

Pokud se změní napětí V_{REF} o ΔV přenesse se tato změna přes tranzistory Q_1 a Q_3 podobně jako u Geronimo přes Q_5 téměř beze změny na dělič R_1, R_2 . Obdobně se přes Q_2 a Q_4 přenesse tato změna také na rezistor R_3 .

Do bodu B₁ se přenesou pouze část ΔV , protože je zde dělič R₁, R₂. Do bodu B₂ se přenesou celé ΔV . Pokud tedy napětí V_{REF} vzroste o ΔV , pak v bodě B₂ bude kladnější potenciál oproti B₁ a napětí V_{GS2} bude nižší oproti V_{GS1} . Vzroste tedy proud I_{M1} na úkor I_{M2} , protože platí:

$$I_{M1} + I_{M2} = I_{M16} \quad (4.20)$$

Proudy I_{M20} a I_{M21} budou konstantní, a pro dodržení 1. Kirchhoffova zákona se změna proudů v diferenčním stupni projeví změnou proudů I_{M3} a I_{M4} .

Platí:

$$I_{M1} + I_{M4} = I_{M20} \quad (4.21)$$

$$I_{M2} + I_{M3} = I_{M21} \quad (4.22)$$

Pokud tedy I_{M1} vzroste a I_{M2} klesne, tak I_{M4} klesne a I_{M3} vzroste.

Proudové zrcadlo M₆, M₅ bude zrcadlit klesající proud I_{M4} do větve tranzistoru M₃, a bude přivírat tranzistory M₅ a M₇ \Rightarrow pokles potenciálu na gate M₁₀. Tranzistor M₁₀ je zapojen jako napěťový sledovač, proto se tento pokles projeví nárůstem V_{GS9} . Přes g_m tranzistoru M₉ se nárůst V_{GS} projeví jako nárůst proudu I_{D9} . A přes dynamický odpor v bodu, kam je připojena báze tranzistoru Q₅ se převede na změnu napětí. Dynamická impedance v tomto bodě je dána paralelní kombinací odporů tranzistorů M₉ a M₁₂ a vstupní impedance tranzistorů Q₅ a Q₆, ta je právě díky darlingtonovu zapojení vysoká. Vlivem nárůstu $V_{GS,9}$ tak dojde k poklesu $V_{DS,9}$ o ΔV_o . Tento pokles přenesou téměř beze změny tranzistory Q₅ a Q₆, které pouze zesilují proud na dělič R₇, R₈. Na napětí V_{REF} se projeví pouze část ΔV_o , která odpovídá dělicímu poměru děliče R₇, R₈. Tímto způsobem je V_{REF} regulováno.

4.2.2 Výstupní dělič

Výstupní dělič z rezistorů R₇ a R₈ určuje napětí na emitoru tranzistoru Q₆, což je vlastně napájecí napětí pro kritickou část obvodu. Toto napětí je odvozeno z výstupního referenčního napětí, jehož odstup od napájecího napětí je dán právě stabilitou napětí na emitoru Q₆. Obvod je tedy napájen sám sebou. $PSRR$ je tedy dáno rychlostí operačního zesilovače, kterou určuje rychlost přeběhu a ta je dána

$$SR = \frac{I_{SS}}{C_1} \quad (4.23)$$

4.2.3 Fázová kompenzace

Protože součástí obvodu je operační zesilovač, který je zapojen do zpětné vazby, je nutné zabezpečit, aby se obvod nerozkmital.

Jako fázová kompenzace je zde kondenzátor C_1 , který je zapojen mezi výstup diferenčního stupně se složenou kaskodou a zem. Tento kondenzátor je připojen paralelně ke vstupní kapacitě tranzistoru M_{10} . Zvětšením kapacity v tomto bodě způsobí posun pólu na nižší frekvence a tím i snížení frekvence f_T . Přesná frekvence tohoto pólu je dána celkovou kapacitou a dynamickou impedancí v tomto bodě.

Tranzistory Q_5 , Q_6 a M_9 tvoří v obvodu ještě jednu smyčku, kde tranzistor M_9 obrací fázi signálu, proto by mohlo dojít k jejímu rozkmitání. K zamezení tohoto jevu je zde kondenzátor C_2 .

4.2.4 Odolnost proti parazitní injekci nosičů

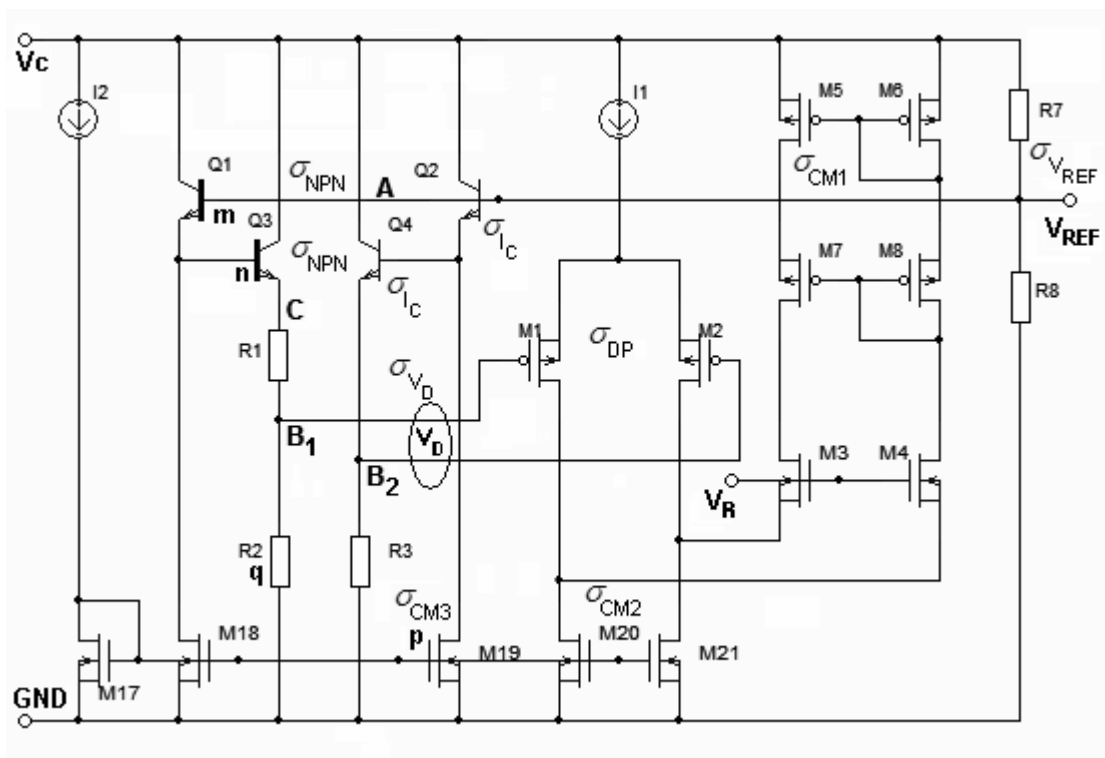
Výhodou této reference je odolnost proti parazitní injekci. Pokud se v oblasti typu P (substrátu) objeví parazitní minoritní nosiče, např. při negativních napěťových špičkách na vstupech integrovaného obvodu, tak se všechny oblasti typu N, na nichž je kladné napětí chovají jako parazitní kolektory (parazitní minoritní nosiče v nich způsobí parazitní kolektorový proud). Pokud jsou tyto N oblasti připojeny do uzlu s vysokou dynamickou impedancí, jejich parazitní (kolektorový) proud na těchto impedancích způsobí velké změny napětí, což může fatálně ovlivnit funkci reference.

U této reference jsou všechny N oblasti zapojeny do uzlu s nízkou impedancí která tento efekt eliminuje. Týká se to především kolektorů tranzistorů v BG buňce. To má ale negativní důsledek, není možné využít vysoké transkonduktance NPN tranzistoru k eliminaci chyb jako u předchozí reference. NPN tranzistory tak mohou být zapojeny jen jako emitorové sledovače a BG buňka proto má velmi malý zisk, což vede k velké chybě.

Díky velké odolnosti proti parazitní injekci je možné tuto referenci použít v systémech s velkým rušením.

4.3 Výpočet chyb

U této reference má na celkovou chybu, tedy na rozptyl napětí V_{REF} , vliv nesouběh tranzistorů M_1 a M_2 , tyto tranzistory tvoří diferenční pár a nesouběh těchto proudů, který ovlivní i proudová zrcadla z tranzistorů M_{20} a M_{21} a také M_5 a M_6 , se projeví jako vstupní offset diferenčního páru. Dále bude mít vliv nesouběh M_{18} a M_{19} , nesouběh tranzistorů Q_1 a Q_2 a také Q_3 a Q_4 . Na výstupní chybě se projeví také rozptyl V_{BE} tranzistorů Q_2 a Q_4 .



Obr. 4.2: Část reference Nestaron.

4.3.1 Chyba proudů v diferenčním stupni

Diferenční pár je tvořen tranzistory M_1 a M_2 , na chybu proudů těmito tranzistory má vliv nesouběh těchto tranzistorů a také nesouběh proudových zrcadel M_{20} , M_{21} a také M_5 , M_6 . Proud I_{M1} je dán rozdílem proudů I_{M20} a I_{M6} . Vzhledem k tomu, že chyba proudů způsobená nesouběhem tranzistorů je statistická hodnota s normální rozložením, nezáleží na znaménku a protože chyby proudů jednotlivých zrcadel a tranzistorů v diferenčním páru jsou nekorelované, bude výsledná chyba dána vzorcem (2.16).

Nesouběh proudového zrcadla M_5, M_6 je $\sigma_{CM1(A)} = 67 \text{ nA}$ ($I_D = 7 \mu\text{A}$, $L = 10 \mu\text{m}$). Nesouběh zrcadla M_{20}, M_{21} je $\sigma_{CM2(A)} = 105 \text{ nA}$ ($I_D = 10,5 \mu\text{A}$, $L = 7 \mu\text{m}$) a nesouběh proudů v diferenčním páru je $\sigma_{DP(A)} = 56 \text{ nA}$ ($I_D = 3,5 \mu\text{A}$, $L = 8 \mu\text{m}$). Výsledný nesouběh proudů v diferenčním stupni tedy bude

$$\sigma_{DS(A)} = \sqrt{\sigma_{CM1}^2 + \sigma_{CM2}^2 + \sigma_{DP}^2}. \quad (4.24)$$

$$\sigma_{DS(A)} = \sqrt{(67 \cdot 10^{-9})^2 + (105 \cdot 10^{-9})^2 + (56 \cdot 10^{-9})^2} = 136,6 \text{ nA}.$$

4.3.2 Chyba diferenčního napětí V_D

Chyba $\sigma_{DS(A)}$ je nesouběh proudů v diferenčním stupni a pomocí g_m diferenčního stupně, se tento chybový proud přepočítá na offset diferenčního stupně, tedy na chybu diferenčního napětí V_D , ovšem nebude to jediná složka chyby σ_{V_D} .

g_m diferenčního stupně je dáno jako[7]

$$g_m = \sqrt{Kp \cdot I_{SS} \cdot \frac{W}{L}}. \quad (4.25)$$

Diferenčním párem M_1, M_2 teče proud $I_{SS} = 7 \mu A$, poměr $W/L = 10$ a $Kp = 12 \mu A/V^2$. Pro tyto hodnoty bude

$$g_m = \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 29 \mu A \cdot V^{-1}.$$

Chybové napětí diferenčního stupně(offset) potom bude

$$\sigma_{DS(V)} = \frac{\sigma_{DS(A)}}{g_m} = \frac{136,6 \cdot 10^{-9}}{29 \cdot 10^{-6}} = 4,7 mV. \quad (4.26)$$

K této chybě se přidá ještě nesouběh tranzistorů Q_1, Q_2 a Q_3, Q_4 . Tato chyba je nesouběh I_C ($\sigma_{NPN(A)} = 0,33 \%$) a je třeba ji pomocí rovnice (2.12) přepočítat na nesouběh napětí.

$$\sigma_{NPN(V)} = V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{\sigma_{NPN(A)}}{100} \right) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(1,0033) = 85,7 \mu V.$$

Této hodnotě se bude rovnat nesouběh V_{BE} dvou dvojic tranzistorů, Q_1, Q_2 a Q_3, Q_4 , proto je třeba s ní počítat dvakrát.

Další chyba která se přidá k chybě $\sigma_{DS(V)}$ je nesouběh proudového zrcadla M_{18}, M_{19} . Pro zrcadlo s převodním poměrem 1:1 bude nesouběh $\sigma_{CM3,1(A)} = 48 nA$ ($I_D = 5,5 \mu A$, $L = 10 \mu m$). Pro zrcadlo 2:1 je nutné tuto chybu vynásobit podle vzorce 2.18, výsledný nesouběh potom bude $\sigma_{CM3(A)} = 96 nA$, což odpovídá relativní chybě $\sigma_{CM3(A,\%)} = 0,87 \%$. Toto je nesouběh I_C tranzistorů Q_1 a Q_2 , který lze pomocí vzorce (2.12) přepočítat na chybu napětí.

$$\sigma_{CM3(V)} = V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{\sigma_{(A)}}{100} \right) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(1,0087) = 225 \mu V.$$

Celková chyba napětí V_D

$$\sigma_{V_D(V)} = \sqrt{\sigma_{DS(V)}^2 + 2 \cdot \sigma_{NPN(V)}^2 + \sigma_{CM3(V)}^2} . \quad (4.27)$$

$$\sigma_{V_D(V)} = \sqrt{(4,7 \cdot 10^{-3})^2 + 2 \cdot (0,0857 \cdot 10^{-3})^2 + (0,225 \cdot 10^{-3})^2} = 4,7 \text{ mV} .$$

Je vidět, že $\sigma_{V_D(V)}$ je stejné jako $\sigma_{DS(V)}$, protože chyby $\sigma_{NPN(V)}$ a $\sigma_{CM3(V)}$ jsou tak malé, že se na výsledku neprojeví.

4.3.3 Napět'ové zesílení BG buňky

Na výstup (napětí V_{REF}) se chyba σ_{V_D} přenesse přes napět'ové zesílení BG buňky, což jsou tranzistory Q_1 - Q_4 a rezistory R_1 - R_3 . Reálně je napětí V_{BG} pro BG buňku vstupem a diferenční napětí V_D je jejím výstupem. Budu tedy BG buňku brát v tomto logickém smyslu a zesílení budu uvažovat ze vstupu (V_{REF}) na výstup (V_D).

Tranzistory Q_1 a Q_2 jsou napájeny zdroji proudu M_{18} a M_{19} , poteče jimi tedy konstantní proud a proto budou mít tyto tranzistory konstantní i napětí V_{BE} . Změny napětí V_{BG} tedy budou přenášet dál na báze tranzistorů Q_3 a Q_4 . Pro výpočet zesílení BG buňky si zavedu zjednodušení, že tranzistory, lépe řečeno bázevé přechody tranzistorů Q_3 a Q_4 se budou chovat jako napět'ové sledovače stejně jako tranzistory Q_1 a Q_2 a budou pouze přenášet změnu V_{REF} dál z bodu A do bodů C a B_2 . Pro vysvětlení a ověření tohoto zjednodušení je důležitá závislost V_{BE} na I_C , která je logaritmická, viz rovnice (1.6) změna napětí V_{BG} se tedy přenesse na odpor, na kterém vyvolá lineární změnu proudu, změnu proudu I_C . Na napětí V_{BE} se projeví pouze logaritmus změny I_C , což bude při malých změnách V_{REF} zanedbatelná hodnota.

Změna napětí V_{REF} se tedy přenesse do bodů C a B_2 . Rezistory R_1 a R_2 tvoří napět'ový dělič a do bodu B_1 se tedy přenesse odpovídající část změny napětí v bodě C.

$$\Delta V_{B2} = \Delta V_C = \Delta V_A , \quad (4.28)$$

$$\Delta V_{B1} = \Delta V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} . \quad (4.29)$$

Na výstup, tedy jako změna napětí V_D se ΔV_{REF} přenesse jako

$$\begin{aligned} \Delta V_D &= \Delta V_{B1} - \Delta V_{B2} = \Delta V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \Delta V_A = \\ &= \Delta V_A \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) = \Delta V_A \cdot \frac{-R_1}{R_1 + R_2} . \end{aligned} \quad (4.30)$$

Napětíové zesílení BG buňky tedy bude

$$A_{V,BG} = \frac{\Delta V_D}{\Delta V_A} = \frac{\Delta V_A \frac{-R_1}{R_1 + R_2}}{\Delta V_A} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.31)$$

Pro konkrétní hodnoty $R_1 = 29,6 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 268,2 \text{ k}\Omega$

$$A_{V,BG} = -\frac{29,6 \cdot 10^3}{29,6 \cdot 10^3 + 268,2 \cdot 10^3} = -0,0994.$$

Protože se jedná o počítání se statistickými hodnotami s normálním rozložením, tedy od střední hodnoty jsou na obě strany průběhy symetrické, lze považovat zesílení BG buňky, pro počítání s chybami za kladné.

Chyba $\sigma_{V_D(V)}$ se tedy podělí zesílením $A_{V,BG}$

$$\sigma_{V_D, V_{REF}} = \frac{\sigma_{V_D(V)}}{A_{V,BG}} = \frac{4,7 \cdot 10^{-3}}{0,0994} = 47,3 \text{ mV}. \quad (4.32)$$

Mám část celkové chyby způsobenou vstupní napětíovou nesymetrií diferenčního stupně. Druhou část celkové chyby tvoří rozptyl V_{BE} tranzistorů Q_2 a Q_4 . Opět je tato chyba udávána jako rozptyl proudu I_C , je tedy třeba opět použít rovnici (2.12) a přepočítat na chybu napětí.

$$\sigma_{I_C(V)} = V_T \cdot \ln \left(1 + \frac{\sigma_{I_C(A)}}{100} \right) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(1,035) = 0,9 \text{ mV}.$$

Celkovou chybu tedy bude tvořit pouze $\sigma_{V_D, V_{REF}}$, protože $\sigma_{I_C(V)}$ je asi 50krát menší a bude mít zanedbatelný vliv

$$\sigma_{REF(V)} = \sigma_{V_D} = 47,3 \text{ mV}.$$

Podle vzorce (3.49) to lze vyjádřit v procentech

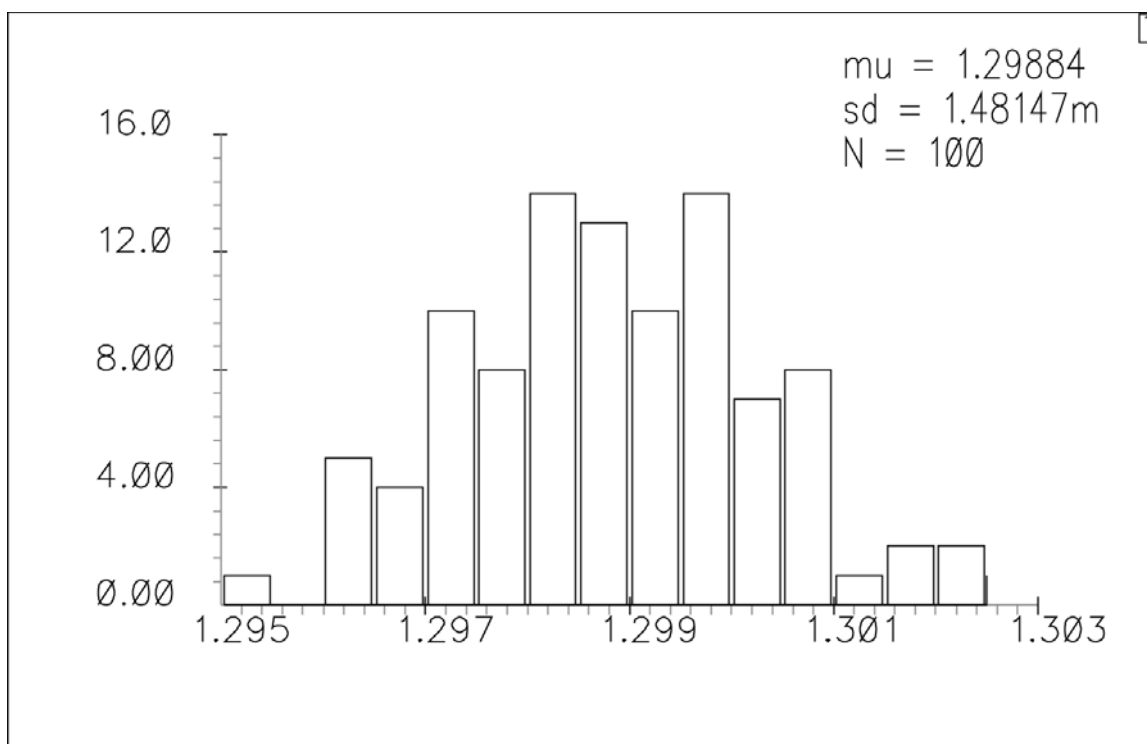
$$\sigma_{REF(V, \%)} = \frac{\sigma_{REF}}{V_{REF}} \cdot 100 \% = \frac{47,3 \cdot 10^{-3}}{2,5} \cdot 100 \% = 1,9 \%.$$

5 Shrnutí výsledků

V předchozích 2 kapitolách jsem se zabýval především ručním výpočtem směrodatné odchylky referenčního napětí. Pro ověření těchto výpočtů jsem provedl statistickou analýzu metodou monte-carlo v programu Cadence. Poté jsem provedl statistické vyhodnocení měření hotových čipů.

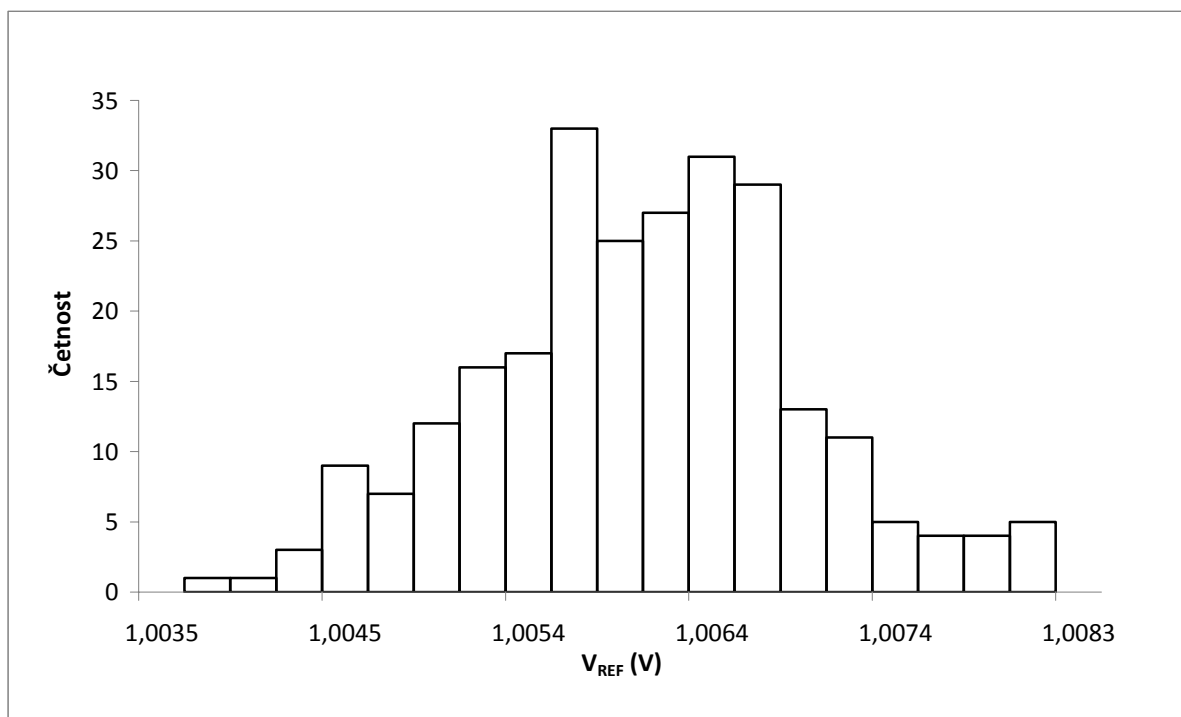
5.1 Reference Geronimo

Při simulaci jsem sledoval přímo napětí V_{REF} . Výsledek simulace je na obrázku 5.1.



Obr. 5.1: Simulace Monte-Carlo, rozptyl výst. napětí reference Geronimo.

Střední hodnota napětí V_{REF} vyšla téměř 1,3 V místo přibližně vypočtených 1,25 V. V praxi není přesná hodnota V_{REF} důležitá, protože se často vůbec dále na čipu nepoužívá, většinou je pouze od této hodnoty odvozeno několik užitečnějších hodnot (1 V; 2 V; 3,3 V atp.). Směrodatná odchylka vyšla 1,48 mV. To je v procentním vyjádření **0,114 %**.



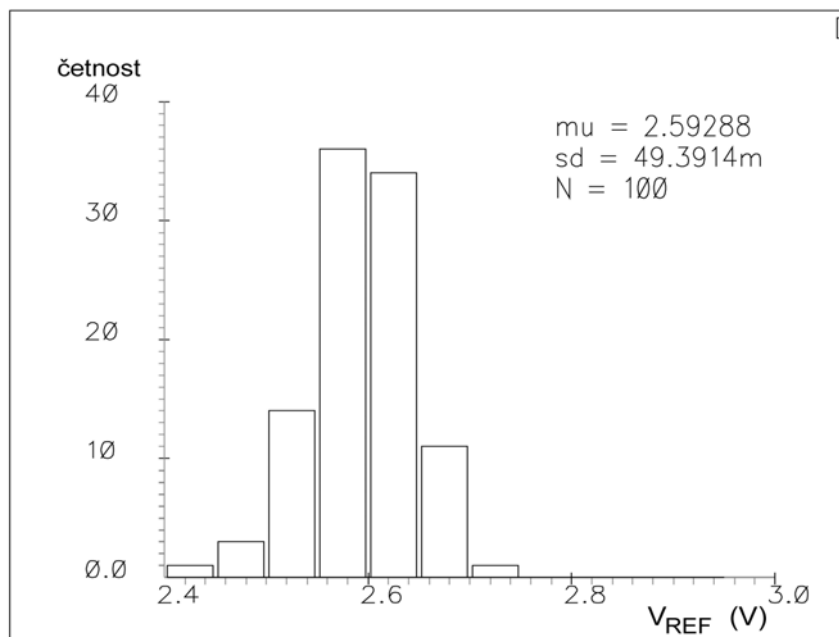
Obr. 5.2: Histogram výst. napětí reference Geronimo (naměřené hodnoty).

Při měření hotové struktury se měřilo výstupní napětí $V_{OUT} = 1\text{ V}$, které je na rozdíl od V_{REF} rozváděno po čipu. Proto nelze porovnat absolutní hodnoty směrodatné odchylky ale je třeba jej vyjádřit relativně.

Tab. 5.1: Výsledky statistického vyhodnocení měření reference Geronimo

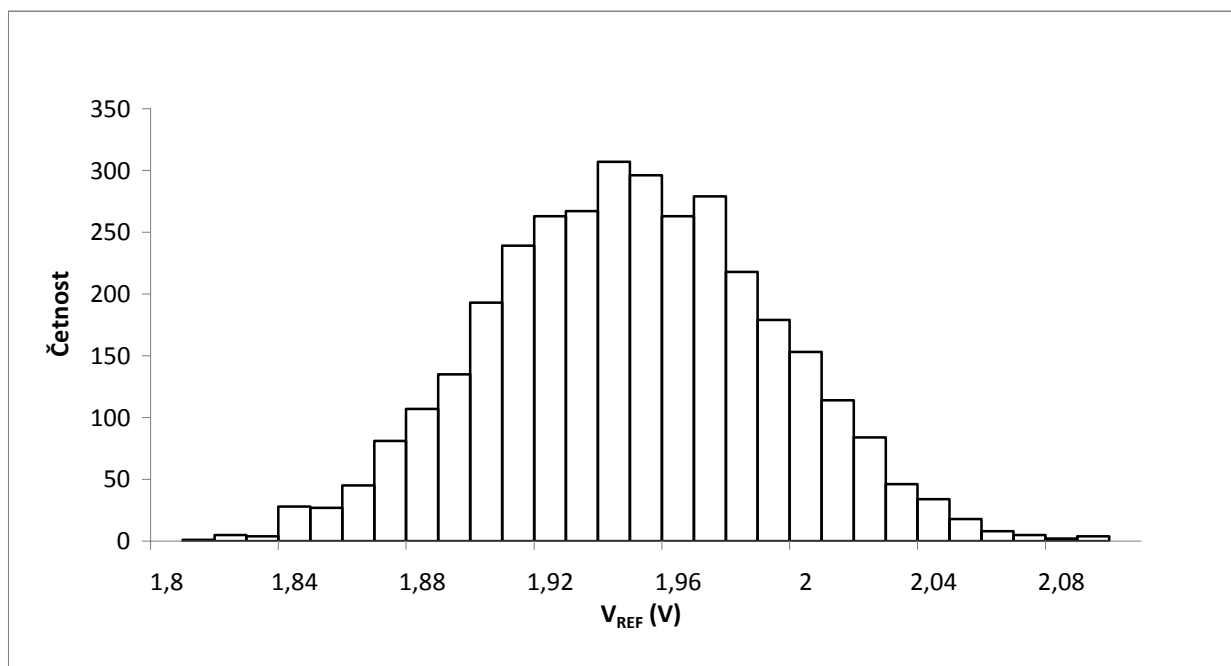
Střední hodnota (V)	1,007815
Směrodatná odchylka (V)	0,001113
Směrodatná odchylka (%)	0,1104
Minimální hodnota (V)	1,0000
Maximální hodnota (V)	1,0113
Počet hodnot	254

5.2 Reference Nestaron



Obr. 5.3: Simulace Monte-Carlo, rozptyl výst. napětí reference Nestaron.

U této reference jsem také simuloval výstupní napětí V_{REF} . Také v tomto případě je napětí V_{REF} větší než 2,5 V. Relativní hodnota směrodatné odchylky u tohoto napětí mi vyšla 1,9 %.



Obr. 5.4: Histogram výst. napětí reference Nestaron (naměřené hodnoty).

Při měření hotové struktury se měřilo výstupní napětí $V_{OUT} = 2 V$.

Tab. 5.2: Výsledky statistického vyhodnocení měření reference Nestaron

střední hodnota (V)	1,9405
směrodatná odchylka (V)	0,04434
směrodatná odchylka (%)	2,285
minimální hodnota (V)	1,8092
maximální hodnota (V)	2,0896
počet hodnot	3405

5.3 Optimalizace reference NESTARON

Směrodatná odchylka referenčního napětí této reference se pohybuje okolo 2 %. Pro interval $\pm 4\sigma$ je to již $\pm 8 \%$. Pokud je požadována přesnost alespoň $\pm 5 \%$, již by tato reference nestačila a bylo by třeba ji trimovat. Toto řešení by se ovšem prodražilo, proto je vhodné se více zabývat chybou této reference. Pokud je nutné trimování, zabere to také určitou plochu na čipu, a to kvůli dalším odporům a propojkám a především kvůli kontaktním plochám přes které se propojky přerušují. Proto dosažením přesnosti, při níž již nebude třeba trimování se ušetří čas na operace měření a trimování a zároveň se ušetří plocha na čipu, což vše vede k nižší ceně jednoho čipu.

Přesnost $\pm 5 \%$ pro $\pm 4\sigma$, znamená relativní hodnota směrodatné odchylky může být maximálně $\sigma_{REF,max(V,\%)} = 1,25 \%$. To je při $V_{REF} = 2,5 V$ absolutní chyba $\sigma_{REF,max(V)} = 31,25 mV$. Cílem optimalizace tedy bude dosáhnout chyby výstupního menší jak $31 mV$.

Z kapitoly 4 je patrné, že na celkové chybě se projeví pouze chyba diferenčního stupně, protože ostatní chyby jsou oproti ní zanedbatelné. I pokud se celková chyba sníží pod $31 mV$ bude stále tvořena pouze chybou diferenčního stupně. Chyba diferenčního stupně je dána chybou proudu v diferenčním stupni a transkonduktancí diferenčního stupně (4.26). Chyba proudů v diferenčním stupni je dána vztahem (4.24) a g_m je dáno vztahem (4.25). Na celkové chybě se chyba diferenčního stupně navíc projeví přes zesílení BG buňky.

Pro snížení absolutní chyby proudů, tedy nesouběhu proudových zrcadel a diferenčního páru, je možné snížit proud protékající tranzistory a délku kanálu tranzistorů. Transkonduktanci g_m je možné zvýšit proudem v diferenčním stupni a také zvýšením poměru W/L tranzistorů v diferenčním páru. Zvýšení W/L lze provést snížením délky kanálu L , ale to by vedlo ke zvýšení nesouběhu těchto tranzistorů. Je tedy nutné zvětšit šířku kanálu L .

Všechny změny v diferenčním stupni, které povedou ke snížení vstupního rozdílového napětí, povedou zároveň také k větší ploše na čipu, případně větší spotřebě čipu. Proto je nutné najít vhodný kompromis.

Další možností jak snížit vliv chyby vstupního rozdílového napětí diferenčního stupně na celkovou chybu by mohlo být zvýšení zesílení BG buňky.

5.3.1 Změna zesílení BG buňky

Zesílení BG buňky je dáno rovnicí (4.31), je závislé pouze na rezistorech R_1 a R_2 . Poměr jejich hodnot je odvozen pro teplotní nezávislost a je dán rovnicí (4.15). Dosazením rovnice (4.15) do rovnice (4.31) dostanu

$$A_{V,BG} = - \frac{k \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q)}{k \cdot \ln(m \cdot n \cdot p \cdot q) + 4 \cdot 10^{-3} \cdot q_e}. \quad (5.1)$$

Druhý člen ve jmenovateli je konstanta a pro hodnoty součinu $m \cdot n \cdot p \cdot q$, které lze na čipu dosáhnout je asi 10-krát větší než první člen. Pro tyto běžné hodnoty má tedy napět'ové zesílení BG buňky přibližně logaritmickou závislost na součinu koeficientů $m \cdot n \cdot p \cdot q$.

V navrženém obvodu je přibližně $A_{V,BG} = 0,1$, tomu odpovídá součin koeficientů $m \cdot n \cdot p \cdot q = 168$. Pokud bych chtěl dosáhnout poloviční chyby a tedy zvětšit zesílení $A_{u,BG}$ na dvojnásobek, byl by součin koeficientů přibližně $m \cdot n \cdot p \cdot q = 10^5$. Je tedy zřejmé, že pouhým zvyšováním koeficientů není možné efektivně dosáhnout výrazné minimalizace chyby. Možností by mohlo být zapojení více stupňů, ale to by vyžadovalo vyšší napětí, a také plochu pro další tranzistory. Zapojením dalšího stupně by také vzrostlo výstupní napětí, takže by při stejné absolutní chybě klesla chyba relativní. Přes tyto možnosti by přidání dalšího stupně byl výrazný zásah do zapojení, proto tuto část obvodu ponechám beze změny.

Zesílení tedy bude stejné jako v původním zapojení $A_{V,BG} = 0,0994$.

5.3.2 Změna chybového napětí diferenčního stupně

Pro snížení chyby je tedy třeba snížit chybové napětí diferenčního stupně (offset). To tvoří chybový proud způsobený nesouběhem dvou proudových zrcadel a nesouběhem tranzistorů v diferenčním páru. Jako offset se tento proud projeví přes g_m diferenčního stupně (viz. rovnice 4.26).

Transkonduktance g_m je dána rovnicí (4.25). Pro dosažení menší chyby je třeba transkonduktanci zvýšit, to lze provést zvýšením poměru W/L nebo pracovního proudu.

Pro dosažení dvojnásobného zvýšení g_m je třeba W/L nebo I_{SS} zvýšit 4-krát. Nejjednodušší zvýšení g_m lze dosáhnout snížením délky kanálu, ale to by negativně ovlivnilo nesouběh v diferenčním páru.

Z celkové chyby lze pomocí zesílení vypočítat maximální možnou velikost chyby napětí V_D . Vytknutím σ_{V_D} z rovnice (4.32) vyjde rovnice

$$\sigma_{V_D, \max(V)} = \sigma_{REF, \max(V)} \cdot A_{V, BG} = 3,1 \cdot 10^{-2} \cdot 0,0994 = 3,08 \text{ mV}. \quad (5.2)$$

To je tedy maximální možná hodnota vstupního chybového napětí diferenčního stupně $\sigma_{DS(V)}$. Dosazením rovnic (4.24) a (4.25) do rovnice (4.26) dostanu rovnici, která matematicky popisuje výše uvedená tvrzení

$$\sigma_{DS(V)} = \frac{\sigma_{DS(A)}}{g_{m,o}} = \frac{\sqrt{\sigma_{CM1,o}^2 + \sigma_{CM2,o}^2 + \sigma_{DP,o}^2}}{\sqrt{Kp \cdot I_{SS,o} \cdot \frac{W_{DP,o}}{L_{DP,o}}}} \leq 3,08 \text{ mV}. \quad (5.3)$$

Nyní je nutné vhodně určit proudy a rozměry kanálů tranzistorů tak, aby platila rovnice (5.3).

Já jsem se rozhodl ponechat stejné proudy v celém diferenčním stupni, protože zvýšení proudu, které by vedlo ke zvýšení g_m by zvýšilo spotřebu a absolutní hodnoty nesouběhu proudových zrcadel a diferenčního páru. Snížení proudů by mělo přesně opačný vliv, ale celkový efekt by byl téměř nulový.

Rozhodnul jsem se dosáhnout snížení chyby především pomocí zvýšení g_m změnou W a L tranzistorů v diferenčním páru. Rozměry tranzistorů v dif. páru v původním zapojení jsou $W_{DP} = 80 \text{ } \mu\text{m}$ a $L_{DP} = 8 \text{ } \mu\text{m}$. V optimalizované verzi $W_{DP,o} = 120 \text{ } \mu\text{m}$ a $L_{DP,o} = 6 \text{ } \mu\text{m}$, poměr W/L je tedy dvojnásobný, takže $g_{m,o}$ bude $\sqrt{2}$ -krát větší, ale díky snížení délky kanálu není nárůst plochy tak markantní.

$$g_{m,o} = \sqrt{Kp \cdot I_{SS,o} \cdot \frac{W_{DP,o}}{L_{DP,o}}} = \sqrt{12 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{120 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-6}}} = 41 \text{ } \mu\text{A} \cdot \text{V}^{-1}.$$

Snížením délky kanálu se zvýší nesouběh tranzistorů v dif. páru ze $\sigma_{DP} = 56 \text{ nA}$ na $\sigma_{DP,o} = 78 \text{ nA}$, ale stále bude nejvyšší chybu vnášet proudové zrcadlo M_{20} , M_{21} ($\sigma_{CM2} = 105 \text{ nA}$). Tranzistory v tomto zrcadle mají rozměry $W_{CM2} = 32 \text{ } \mu\text{m}$ a $L_{CM2} = 7 \text{ } \mu\text{m}$. Zvýšením délky kanálu na $L_{CM2,o} = 9 \text{ } \mu\text{m}$ klesne nesouběh proudů tohoto zrcadla na $\sigma_{CM2,o} = 78,5 \text{ nA}$. Tranzistory M_{20} a M_{21} tvoří zdroje proudu odvozený od proudu

tranzistorem M₁₇. Pro zachování velikosti proudů je nutné zachovat i stejný poměr W/L . Pro $W_{CM2,o}$ platí rovnice

$$W_{CM2,o} = \frac{W_{CM2}}{L_{CM2}} \cdot L_{CM2,o} = \frac{32 \cdot 10^{-6}}{7 \cdot 10^{-6}} \cdot 9 \cdot 10^{-6} \doteq 41 \mu m. \quad (5.4)$$

S těmito novými hodnotami by chyba proudu v diferenčním stupni byla podle vzorce (4.24)

$$\begin{aligned} \sigma_{DS(A)} &= \sqrt{\sigma_{CM1,o}^2 + \sigma_{CM2,o}^2 + \sigma_{DP,o}^2} = \\ &= \sqrt{(67 \cdot 10^{-9})^2 + (78,5 \cdot 10^{-9})^2 + (78 \cdot 10^{-9})^2} = 129,4 \text{ nA}. \end{aligned}$$

To by spolu s $g_{m,o}$ dalo hodnotu vstupního chybového napětí podle vzorce (4.26)

$$\sigma_{DS(V)} = \frac{\sigma_{DS(A)}}{g_{m,o}} = \frac{129,4 \cdot 10^{-9}}{4,1 \cdot 10^{-5}} = 3,16 \text{ mV} > 3,08 \text{ mV}.$$

Chyba je stále příliš velká a je třeba ji dále snížit. Další možností jak snížit $\sigma_{DS(A)}$ je změnit rozměry posledního neupraveného zrcadla M₅,M₆. Toto zrcadlo má rozměry $W_{CM1} = 20 \mu m$ a $L_{CM1} = 10 \mu m$. Pro požadované snížení chyby postačí zvětšit délku kanálu na $L_{CM1} = 12 \mu m$, tím poklesne nesouběh proudů tohoto zrcadla na $\sigma_{CM1,o} = 56 \text{ nA}$. Poměr W/L nehraje u toho zrcadla důležitou roli, proto lze nastavit šířku kanálu tak, aby se celková plocha tranzistoru nezvětšila. Plocha hradla původního zrcadla je

$$S_{CM1} = L_{CM1} \cdot W_{CM1} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 200 \mu m^2. \quad (5.5)$$

Aby se plocha tranzistoru v optimalizovaném schématu nezvětšila určil jsem hodnotu $W_{CM1,o} = 16 \mu m^2$. Plocha hradla poté bude $S_{CM1} = 192 \mu m^2$. Protože se jedná o kaskodové proudové zrcadlo, jsou součástí proudového zrcadla označeného jako CM₁ také tranzistory M7 a M8. Rozměry těchto méně důležitých tranzistorů se u kaskodového zrcadla nastavují následovně, délka kanálu se nastaví na minimální rozměr procesu, případně několika násobek. Šířka kanálu se nastaví stejná jako u prvních tranzistorů, v tomto případě M₅ a M₆. To je z důvodu lepšího návrhu topologie. V tomto případě je $L_{M7,8} = 3 \mu m$, délka kanálu bude podle výše uvedených pravidel $L_{M7,8,o} = 16 \mu m$. To přinese také jistou úsporu plochy.

5.3.3 Celková chyba upraveného zapojení

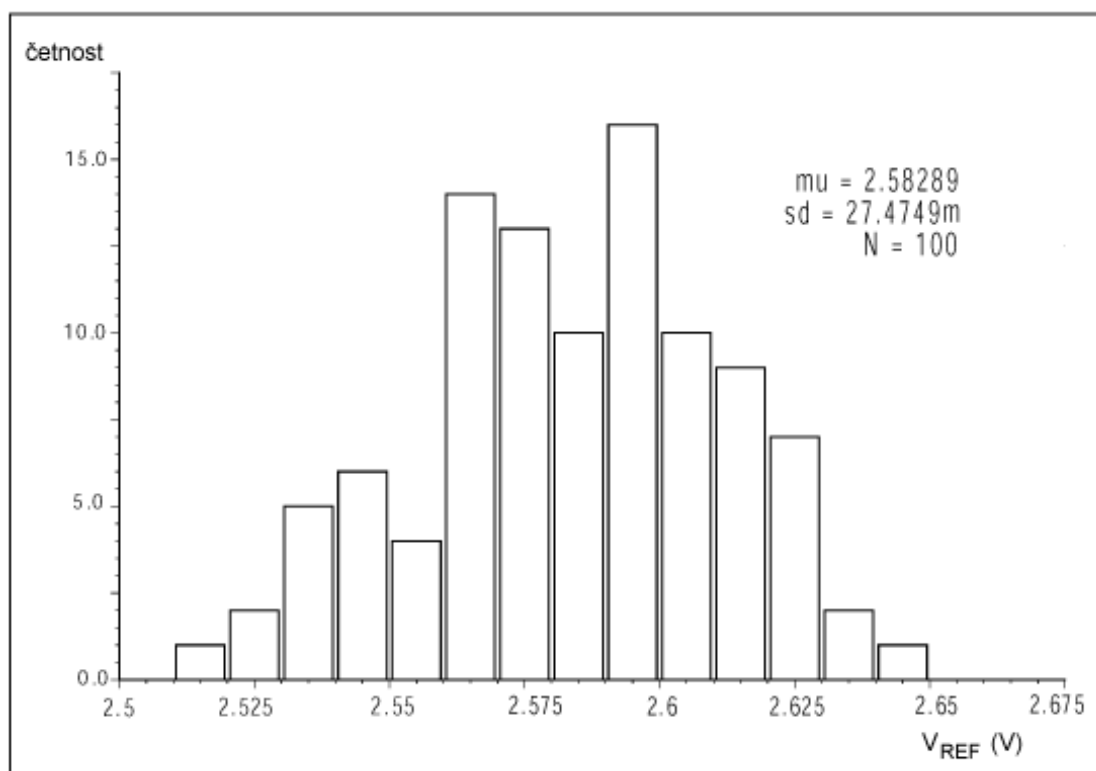
Nová hodnota nesouběhu proudů v diferenčním stupni bude

$$\sigma_{DS(A)} = \sqrt{(56 \cdot 10^{-9})^2 + (78,5 \cdot 10^{-9})^2 + (78 \cdot 10^{-9})^2} = 124 \text{ nA}.$$

A hodnota vstupního chybového napětí bude

$$\sigma_{DS(V)} = \frac{\sigma_{DS(A)}}{g_{m,o}} = \frac{124 \cdot 10^{-9}}{4,1 \cdot 10^{-5}} = 3,025 \text{ mV} > 3,08 \text{ mV} .$$

Je vidět že takto upravený obvod již vyhovuje předem dané podmínce. Celková chyba referenčního napětí bude $\sigma_{REF,o} = 30,52 \text{ mV}$, to je v relativním vyjádření $\sigma_{REF,o,\%} = 1,22 \%$. Na obrázku 5.5 je výsledek simulace tohoto optimalizovaného zapojení metodou Monte-Carlo. Zde vyšla směrodatná odchylka $\sigma_{REF,o,sim} = 27,475 \text{ mV}$. V relativním vyjádření to je $\sigma_{REF,o,sim,\%} = 1,18 \%$, což koresponduje s vypočtenou hodnotou.



Obr. 5.5: Výsledek simulace optimalizované reference Nestaron.

5.3.4 Plocha upraveného zapojení

Nevýhodou tohoto zapojení oproti původnímu je nárůst plochy. Napěťová reference zabírá na čipu určitou část plochy a je obklopena ostatními bloky systému na čipu. Proto není možné zvětšit plochu napěťové reference bez složité úpravy rozmístění celého čipu, navíc bude takový čip dražší. Mně se nepodařilo provést úpravy se zachováním stejných nároků na plochu. Plocha hradel tranzistorů které se při optimalizaci mění (M_1 , M_2 , M_5 - M_8 , M_{20} , M_{21}) je $S_1 = 2248 \mu\text{m}^2$. Plocha hradel těchto tranzistorů po úpravě je $S_2 = 2658 \mu\text{m}^2$, to je nárůst o $\Delta S = 410 \mu\text{m}^2$.

5.4 Porovnání výsledků všech metod

Do tabulky 5.2 jsem shrnul výsledky práce.

Tab. 5.3: Porovnání všech výsledků

Reference	Geronimo	Nestaron	Opt. Nestaron
	σ (%)	σ (%)	σ (%)
Ruční výpočet	0,138	1,9	1,22
Simulace MC	0,114	1,9	1,18
Hotová struktura	0,110	2,3	-

U Geronimo reference jsem ručním výpočtem dosáhnul mírně větší chyby oproti simulaci a skutečnému čipu, přesto lze říci, že jsem dosáhnul dobré shody. Chyba při ručním výpočtu mohla být způsobena zjednodušením při výpočtu nesouběhu vícenásobného zrcadla a také drobnými nepřesnostmi při odečítání z nomogramů.

U reference Nestaron jsem ručním výpočtem dosáhnul výborné shody se simulací. Při měření na hotové struktuře jsem dosáhnul mírně větší chyby než pomocí výpočtu a simulace.

U optimalizované reference Nestaron jsem se pokusil snížit relativní chybu pod 1,25 %, což se mi podařilo, a zároveň se opět ukázala dobrá shoda simulace s ručním výpočtem.

Optimalizací zapojení Nestaron jsem se pokusil ukázat možnost využití výsledků ručního výpočtu k úpravě zapojení pro dosažení lepších vlastností, v tomto případě vyšší přesnost. Já jsem dosáhnul pouze malého snížení chyby, ovšem zároveň jsem nedosáhnul nijak výrazného zvýšení plochy. Pokud bych zvýšil délky kanálu tranzistoru M_5 , M_6 a M_{20} , M_{21} nad $20\ \mu\text{m}$ a poměr W/L u tranzistorů M_1 a M_2 bych nastavil alespoň 40, klesla by chyba na 0,5 %. Ovšem výrazně by vzrostly nároky na plochu. Záleží tedy na konkrétní aplikaci, který parametr je důležitější.

6 Závěr

Tato práce se zabývá tematikou napěťových referencí, především napěťových referencí jejichž napětí je odvozeno od šířky zakázaného pásu křemíku. Požadavky na napěťové reference jsou především přesnost, tedy nezávislost na vnějších vlivech jako je napětí, teplota, ale také nezávislost na nepřesnostech výrobního procesu.

Hlavním cílem práce je provedení ručního výpočtu chybové analýzy, tedy výpočet celkové chyby referenčního napětí z rozptylů a nesouběhu všech prvků v obvodu. Tento ruční výpočet jsem provedl u dvou již hotových referencí, poté jsem provedl analýzu metodou monte-carlo a také jsem provedl statistické vyhodnocení měření hotových kusů. Všechny tyto metody jsem vzájemně porovnal. Dosažené výsledky ukazují velmi malé odchylky mezi jednotlivými metodami. Ruční metoda je vždy méně přesná oproti simulaci, např. z důvodu grafického odečítání nesouběhu z nomogramů, na výsledku výpočtu reference Geronimo se nejspíše projevilo i zjednodušení ve formě použití vzorce (2.18) pro vícenásobná zrcadla.

Možnosti ručního výpočtu se projeví především při návrhu a úpravě zapojení. Provedení ručního výpočtu je sice pomalejší, než provedení jedné simulace monte-carlo. Ale ručním výpočtem lze přesně určit které prvky, případně části obvodu, a jakým způsobem se podílejí na výsledné chybě a díky tomu lze rychle a efektivně provádět úpravy obvodu pro dosažení nižší chyby. Tyto výhody ručního výpočtu jsem využil při optimalizaci zapojení nestaron.

Obě zkoumaná zapojení se výrazně liší v chybě výstupního napětí, zatímco zapojení Geronimo dosahuje relativní hodnoty směrodatné odchylky referenčního napětí přibližně $\sigma_{REF,G} = 0,11 \%$. Zapojení Nestaron dosahuje chyby přibližně $\sigma_{REF,N} = 2 \%$. Přestože dosahuje zapojení Nestaron výrazně vyšší chyby, má významnou výhodu a tou je odolnost proti parazitní injekci, takový typ reference najde uplatnění např. v kontrolérech spínaných zdrojů pro velké výkony.

Nepřesnosti při výrobě integrovaných obvodů nám ovlivňují mnoho obvodů nejen napěťové reference. Tuto metodu lze využít např. při návrhu operačního zesilovače s nízkým chybovým vstupním rozdílovým napětím (ofsetem).

7 Seznam použitých zdrojů

- [1] DALY, James C.; GALIPEAU, Denis P. *Analog BiCMOS design : Practices and Pitfalls*. Boca Raton (Florida) : CRC Press LCC, 2000. 223 s. ISBN 0-8493-0247-1.
- [2] JOHNS, David A.; MARTIN, Ken. *Analog integrated circuit design*. USA : John Wiley & Sons, Inc., 1997. 706 s. ISBN 0-471-14448-7.
- [3] GRAY, Paul R., et al. *Analysis and design of analog integrated circuits*. New York (N.Y.) : John Wiley & Sons, Inc., 2001. 875 s. ISBN 0-471-32168-0.
- [4] LAKER, Keneth R.; SANSEN, Willy M. C. *Design of analog integrated circuits and systems*. Princeton Road, Hightstown (N.J.) : McGraw-Hill, Inc., 1994. 898 s. ISBN 0-71-113458-1.
- [5] ALLEN, Phillip E. *CMOS analog circuit design / 2nd ed.* New York : Oxford University Press, 2002. 784 s. ISBN 0-19-511644-5
- [6] HASTINGS, Alan. *The Art of Analog Layout*. Upper Saddle River (N.J.) : Prentice Hall, 2001. 533 s. ISBN 0-13-087061-7.
- [7] BEČVÁŘ, Daniel, STEHLÍK, Jiří. *Návrh analogových integrovaných obvodů (BNAO). Elektronický text*. Brno 2006. Str. 151. Brno: 2006. s. 1-151. ISBN: MEL612.
- [8] MUSIL, Vladislav; PROKOP, Roman; *Návrh analogových integrovaných obvodů*. VUT, 2002. 221 s.
- [9] FAJMON, B., RŮŽIČKOVÁ, I. *MATEMATIKA_3_S.PDF*. Matematika 3. Brno: UMAT FEKT VUT, 2003. s. 1-266.
- [10] Brokaw bandgap reference. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 9 March 2004, last modified on 30 December 2009 [cit. 2010-04-10]. Dostupné z WWW: <http://en.wikipedia.org/wiki/Brokaw_bandgap_reference>.

Seznam použitých symbolů:

A_{EB}	$[m^2]$	Plocha přechodu emitor-báze
A_V	$[-]$	Napěťové zesílení
I	$[A]$	Elektrický proud
I_{OUT}	$[A]$	Výstupní proud
I_S	$[A]$	Saturační proud PN přechodu
I_B	$[A]$	Proud tekoucí bází
I_C	$[A]$	Proud tekoucí kolektorem
V	$[V]$	Elektrické napětí
V_{BE}	$[V]$	Napětí mezi bází a emitorem
ΔV_{BE}	$[V]$	Rozdíl napětí báze a emitor dvou tranzistorů
V_T	$[V]$	Teplotní napětí
V_{REF}	$[V]$	Výstupní napětí reference
V_{CC}	$[V]$	Napájecí napětí
V_{g0}	$[V]$	Napětí odpovídající šířce zakázaného pásu Si při absolutní nule
V_{GS}	$[V]$	Napětí mezi gate a source MOS tranzistoru
V_{DS}	$[V]$	Napětí mezi drane a source MOS tranzistoru
V_{Th}	$[V]$	Prahové napětí MOS tranzistoru
T	$[K]$	Absolutní teplota
q_e	$[C]$	Náboj elektronu
k	$[J \cdot K^{-1}]$	Boltzmannova konstanta
n_i	$[m^{-3}]$	Koncentrace nosičů vlastního polovodiče
N_B	$[m^{-3}]$	Koncentrace minoritních nosičů v bázi
D_n	$[m^2 \cdot s^{-1}]$	Difúzní koeficient
μ_n	$[m^2 \cdot s^{-1} \cdot V^{-1}]$	Pohyblivost elektronů
W_B	$[m]$	Šířka báze
γ	$[-]$	Parametr popisující teplotní závislost pohyblivosti nosičů
TCV	$[V \cdot K^{-1}]$	Teplotní koeficient napětí
R	$[\Omega]$	Elektrický odpor
C	$[F]$	Kapacita
g_m	$[S]$	Přenosová vodivost, (transkonduktance)
W	$[\mu m]$	Šířka kanálů MOS tranzistoru
L	$[\mu m]$	Délka kanálů MOS tranzistoru
K_P	$[A \cdot V^{-2}]$	Technologický vodivostní parametr
β	$[A \cdot V^{-2}]$	Zesilovací činitel bipolárního tranzistoru v zapojení SE
λ	$[V^{-1}]$	Koeficient modulace L v saturaci
TKR	$[K^{-1}]$	Teplotní koeficient odporu
ppm		Počet jednotek z milionu
σ		Směrodatná odchylka výběru
p, q		Poměry výstupních proudů dvou proudových zrcadel
m, n, s		Poměry ploch přechodů emitor-báze 2 bipolárních tranzistorů
PSRR		Power Supply Rejection Ratio-Závislost proudu nebo napětí na rozkmitu napájecího napětí.